ELECTRONICĂ ELEMENTARĂ

ELEMENTE ŞI CIRCUITE

A. MILLEA



În pregătire:

ELECTRONICĂ ELEMENTARĂ

APLICAȚII

Dr. Ing. AUREL MILLEA

ELECTRONICĂ ELEMENTARĂ

ELEMENTE ŞI CIRCUITE

EDITURA TEHNICĂ
Bucureşti — 1969

Cartea conţine noţiuni elementare privind dispozitivele electronice (elementele de circuit şi circuitele electronice fundamentale) : tuburi electronice, dispozitive semiconductoare, amplificatoare, oscilatoare, detectoare, circuite de comutaţie etc., putînd servi ca bază pentru studierea ulterioară a aplicaţiilor electronicii.

Este adresată muncitorilor şi elevilor care au o pregătire minimă de algebră şi cunoştinţe elementare de fizică. Ea poate fi utilă tuturor celor care doresc să se iniţieze în electronica tehnică, la un nivel de largă accesibilitate.

Redactor: ing. CORNELIA BLAGA

PREFAȚĂ

Lucrarea constituie o inițiere, la nivel elementar, în elemente și circuite electronice fundamentale, putînd servi ca bază pentru studiul ulterior al altor capitole ale electronicii, în special al aplicațiilor ei.

S-a presupus că cititorul care folosește această carte posedă un minim de cunoștințe privitoare la fenomenele electrice și o pregătire elementară de algebră. Au fost reluate totuși, pe scurt, unele noțiuni în legătură cu elementele de bază ale circuitelor electrice (rezistoare, condensatoare, bobine, transformatoare), circuite simple, curentul alternativ etc. De asemenea, s-a insistat asupra unor relații generale din circuitul sursă-receptor, în deosebi în legătură cu transferul de putere și cu condiția de adaptare, esențiale pentru apropierea cititorului încă de la început de înțelegerea unor aspecte caracteristice întregii tehnici a „curenților slabi".

Diversitatea formelor în care electronica intervine azi în domenii variate ale tehnicii face dificilă selecționarea unui număr mic de probleme care să poată fi considerate ca „fundamentale" pentru a putea începe cu ele în mod rațional studiul electronicii; în acest sens, diverg mult părerile celor care privesc electronica din unghiul aplicațiilor sale pentru transmiterea și prelucrarea informațiilor în industrie și în economie, din punctul de vedere al aplicațiilor „energetice" sau din acela al utilizării ei în radiocomunicații. La întocmirea lucrării s-a căutat realizarea unei tratări echilibrate a subiectelor extrase din volumul imens de cunoștințe în care se concretizează electronica contemporană.

O altă greutate întîmpinată a fost stabilirea unei ponderi adecvate a „noului" în rîndul problemelor devenite clasice

ale electronicii. Progresul extrem de rapid în acest domeniu reclamă modificări radicale, chiar în intervale de ordinul a 10 ani, în prezentarea elementelor și circuitelor electronice (de exemplu, tranzistorul cu contacte punctiforme și circuitele aferente, abia apărute în lucrările de electronică din perioada 1950–1960, nu merită să mai fie amintite într-o lucrare a anului 1970). S-au depus eforturi ca paginile cărții să reflecte, bineînțeles în limitele spațiului restrîns al lucrării, utilizarea crescîndă în tehnica actuală a dispozitivelor semiconductoare de diferite tipuri, păstrînd în același timp, în proporție rezonabilă, și soluțiile bazate pe tuburi electronice, care deși supuse unui proces accentuat de înlocuire, nu pot fi considerate ca fiind destinate unei dispariții rapide.

Autorul speră ca lucrarea să trezească interesul pentru tehnica electronică în rîndul tineretului — căruia îi este adresată în primul rînd — cum și la toți cei care întîlnesc în activitatea lor această tehnică spectaculoasă și de mare eficacitate a secolului nostru. Observații și sugestii de îmbunătățire, din partea cititorilor, sînt așteptate și vor fi primite cu interes.

AUTORUL

CUPRINS

1. NOŢIUNI INTRODUCTIVE

1.1 CURENTUL ELECTRIC

Curentul electric constă în deplasarea unor particule foarte mici încărcate electric în interiorul corpurilor solide, lichide sau gazoase.

Toate substanţele sînt compuse din particule foarte mici, numite molecule; la rîndul lor, moleculele se compun din particule mai mici, numite atomi. În interiorul atomilor se află particule materiale (corpuri mici) numite *electroni* aflate în mişcare de rotaţie în jurul *nucleului* atomului. Electronii sînt încărcaţi cu o sarcină electrică negativă(—), spre deosebire de nucleu care are o sarcină pozitivă (+).

În interiorul metalelor curentul electric constă în deplasarea electronilor, care trec de la un atom la altul. Corpurile în care există electroni liberi, capabili să se deplaseze între atomi, se numesc *conductoare* (metalele, cărbunele, soluţiile de săruri etc.). Celelalte corpuri, în care electronii nu se pot deplasa în acest fel, se numesc *izolanţi* sau *dielectrici* (aerul şi alte gaze în condiţii normale, materialele plastice, sticla, porţelanul, cauciucul, ţesăturile textile, răşinile, uleiurile, lemnul uscat etc.).

În fizică şi în tehnică se consideră ca sens de circulaţie a curentului sensul opus deplasării electronilor.

Intensitatea curentului. Intensitatea curentului se măsoară prin numărul de electroni care trec în unitatea de timp (într-o secundă) prin conductor. Unitatea de măsură pentru intesitatea curentului este amperul; cînd curentul are intensitatea de 1 amper, înseamnă că prin secţiunea

travsersală a conductorului trece, în fiecare secundă, un număr foarte mare de electroni, şi anume 6,3 urmat de 17 zerouri.

Pe lîngă amper, se folosesc şi submultiplii lui *miliamperul*, egal cu a mia parte dintr-un amper, şi *microamperul*, egal cu a milioana parte dintr-un amper. Prescurtat, amperul se notează cu A, miliamperul cu mA şi microamperul cu μA, adică

$$1\ A=1\,000\ mA=1\,000\,000\ \mu A.$$

Menţionăm că în vorbirea curentă se spune deseori „curent" în loc de „intensitatea curentului". Astfel, se spune „curent de 3 amperi", „curenţi slabi" etc.

Tensiunea electrică. *Tensiunea electrică* sau *diferenţa de potenţial* caracterizează deosebirea dintre „stările electrice" ale unor conductoare sau ale unor puncte diferite din acelaşi conductor, întocmai cum diferenţa de presiune caracterizează starea unor lichide din vase diferite sau din locuri diferite ale unei conducte. În orice conductor curentul circulă de la capătul cu potenţial mai înalt către cel de potenţial mai scăzut. Pentru a obţine un curent electric constant (permanent) este necesar să fie menţinută o tensiune (diferenţă de potenţial) între capetele conductorului, cu ajutorul unei *surse* electrice (generator electric).

Unitatea de măsură a tensiunii se numeşte *volt*. Se mai folosesc kilovoltul (kV), milivoltul (mV) şi microvoltul (μV), între ele existînd relaţiile

$$1\ V=\frac{1}{1\,000}\ kV=1\,000\ mV=1\,000\,000\ \mu V.$$

Rezistenţa electrică. Dacă aplicăm aceeaşi tensiune la capetele unor conductoare diferite, prin unele va circula un curent mai intens, iar prin altele un curent mai slab. Se spune că aceste conductoare au *rezistenţe* electrice diferite.

Rezistenţa unui conductor depinde de dimensiunile lui şi de materialul din care este confecţionat. Rezistenţa este cu atît mai mare cu cît lungimea lui este mai mare şi cu cît conductorul este mai subţire (secţiunea sa este mai mică); ea poate fi calculată cu formula

$$R=\rho\frac{l}{S},$$

în care:

R este rezistența conductorului;
ρ — rezistivitatea conductorului (mărime caracteristică materialelor conductoare);
l — lungimea conductorului;
S — secțiunea conductorului.

Unitatea de măsură a rezistenței se numește ohm (se citește „om") și se notează cu litera grecească Ω (omega). Se mai folosesc multiplii și submultiplii kiloohm (kΩ), megohm (MΩ), miliohm (mΩ):

$$1\Omega = \frac{1}{1\,000}\, k\Omega = \frac{1}{1\,000\,000}\, M\Omega = 1\,000\ m\Omega.$$

Lungimea conductorului se măsoară de obicei în metri, iar secțiunea lui în milimetri pătrați; pentru a obține rezultatul corect, în formula de mai sus rezistivitatea trebuie introdusă în Ω mm²/m.

În tabelul 1.1 sînt date valorile rezistivității unor materiale conductoare solide.

Tabelul 1.1

Rezistivitatea unor materiale

Materialul	Rezistivitatea Ω mm²/m
Alamă	0,07
Aluminiu	0,026
Apă distilată	$1 \cdots 4 \cdot 10^{10}$
Argint	0,016
Aur	0,024
Bronz fosfor	0,115
Cărbune	60 ··· 80
Constantan	0,49
Cromnichel	1,1
Cupru	0,0175
Manganină	0,42
Mercur	0,958
Nichel	0,07
Oțel	0,1
Platină	0,1
Plumb	0,21
Staniu	0,11
Wolfram	0,055
Zinc	0,06

1.2. Circuite electrice

Cel mai simplu circuit electric este format dintr-o sursă şi dintr-un conductor conectat la bornele sursei; acest conductor se mai numeşte şi *consumator* (sau receptor), deoarece „consumă“ curentul electric produs de sursă. De exemplu, legînd un bec (consumatorul) la o baterie de lanternă (sursa) obţinem un circuit electric ca cel din fig. 1.1. Curen-

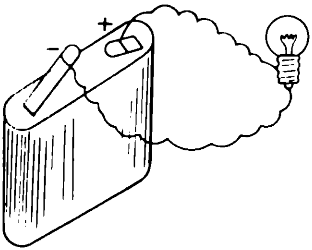


Fig. 1.1. Circuit format dintr-o baterie şi un bec.

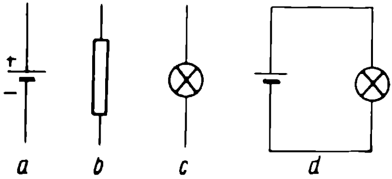


Fig. 1.2. Reprezentarea elementelor de circuit electric:

a – sursă; *b* – rezistor; *c* – lampă (bec); *d* – circuit format dintr-o sursă şi o lampă.

tul, avînd aceeaşi intensitate în tot circuitul, parcurge conductorul exterior de la plus către minus, intră în baterie pe la borna minus a acesteia şi iese prin borna plus, continuîndu-şi astfel circuitul.

Circuitele electrice se reprezintă cu ajutorul schemelor, care conţin semne convenţionale ca cele din fig. 1.2.

Legea lui Ohm. Între mărimile fundamentale curent, tensiune, rezistenţă există o legătură care se exprimă prin *legea lui Ohm*:

$$I=\frac{U}{R},$$

în care:

I este curentul electric prin conductor;
U – tensiunea electrică dintre capetele conductorului;
R – rezistenţa conductorului.

În legea lui Ohm curentul se exprimă de obicei în amperi, tensiunea în volţi şi rezistenţa în ohmi (sau curentul în miliamperi şi rezistenţa în kiloohmi):

$$\text{amperi} = \frac{\text{volţi}}{\text{ohmi}} \quad \left(\text{sau: miliamperi} = \frac{\text{volţi}}{\text{kiloohmi}}\right)$$

Tensiunea electromotoare a unei surse. Tensiunea electromotoare este o mărime caracteristică a unei surse electrice. Ea este egală cu tensiunea sursei atunci cînd nu se conectează nici un consumator la sursă (sursa „funcţionează în gol"). Tensiunea electromotoare se măsoară cu un voltmetru legat direct la bornele sursei.

Tensiunea electromotoare a unei surse este totdeauna mai mare decît tensiunea la bornele ei atunci cînd ea produce curent într-un circuit închis. Acest fapt este datorit *rezistenţei interne* a sursei, pe care ia naştere o cădere de tensiune. Astfel, pentru întregul circuit (fig. 1.3.) legea lui Ohm se scrie:

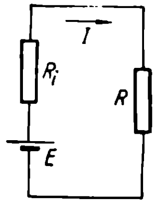


Fig. 1.3. Circuit format dintr-o sursă şi un consumator (receptor).

$$I = \frac{R}{R + R_i},$$

în care: I este intensitatea curentului din circuit;
E — tensiunea electromotoare a sursei;
R — rezistenţa circuitului exterior;
R_i — rezistenţa internă a sursei.

Această formulă mai poate fi scrisă în modul următor:

$$U = E - R_i I.$$

De aci se vede că tensiunea la borne este mai mică decît tensiunea electromotoare, diferenţa dintre ele fiind „căderea de tensiune" internă, $R_i I$.

Circuite cu ramificaţii. Circuitele mai complicate conţin mai multe surse, iar conductoarele lor pot avea ramificaţii.

Pentru fiecare porţiune din aceste circuite, poate fi folosită legea lui Ohm, aşa cum s-a arătat anterior. Trebuie însă remarcat că în circuitele cu ramificaţii curentul nu

este acelaşi în toate laturile circuitului, deci legea lui Ohm „pentru întregul circuit" nu se mai poate folosi.

Punctele de ramificaţii din circuit se numesc noduri. În orice nod suma curenţiilor care intră în nod este egală cu suma curenţilor care ies din nod (fig. 1.4).

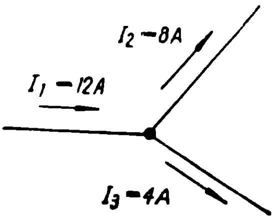


Fig. 1.4. Nod de circuit, cu exemplu de valori ale curenţilor care intră în nod şi care ies din el.

Rezistoare. În electronică se folosesc foarte des dispozitive formate dintr-un conductor, construit astfel încît să aibă o anumită rezistenţă, de valoare fixă sau variabilă. Aceste dispozitive se numesc rezistoare*.

Rezistoarele folosite în electronică sînt de două tipuri; bobinate sau chimice.

Rezistoarele bobinate sînt construite dintr-un conductor (sîrmă) înfăşurat în jurul unui suport izolant, de obicei cilindric sau plat. Se folosesc de regulă conductoare din aliaje de mare rezistivitate (crom-nichel, constantan etc.), pentru a realiza cu o sîrmă nu prea lungă rezistenţa de valoare dorită.

Rezistoarele chimice sînt realizate prin depunerea unui strat conductor (amestec de grafit cu alte substanţe, sau metal) pe un suport izolant (de obicei ceramică) de formă cilindrică. Aceste rezistoare sînt foarte larg folosite în electronică, putînd avea rezistenţa de la 1Ω la 100 MΩ, dimensiuni pînă la cele mai mici, precum şi alte avantaje; ele sînt în acelaşi timp şi ieftine. Foarte răspîndite sînt şi rezistoarele chimice variabile (potenţiometrele chimice), prevăzute cu un cursor care poate fi deplasat în lungul peliculei rezistive.

Utilizări ale rezistoarelor în circuitele electrice. Deseori, introducerea unui rezistor într-un circuit electric se face cu scopul de a stabili o anumită intensitate a curentu-

* În loc de „rezistor" se foloseşte şi termenul „rezistenţă" pentru dispozitivul fizic menţionat (care are o anumită rezistenţă, în sensul de proprietate a lui).

lui din circuit, a limita această intensitate sau a micşora tensiunea pe consumatorul din circuit. De exemplu, dacă o sonerie electrică funcţionează cu curent de 100 mA şi o alimentăm de la o tensiune de 24V, vom realiza circuitul

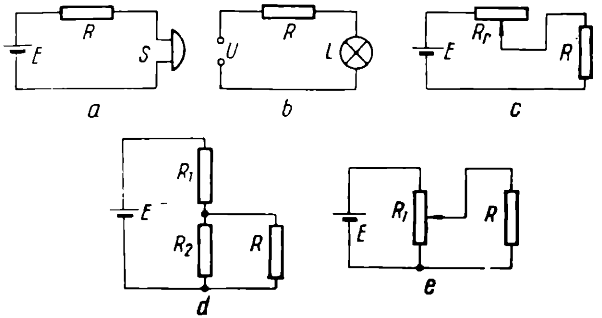


Fig. 1.5. Exemple de utilizări ale rezistoarelor:
a — în serie cu o sonerie; *b* — în serie cu o lampă; *c* — ca reostat; *d* — ca divizor de tensiune; *e* — ca potenţiometru.

din fig. 1.5, ***a***, în care rezistenţa R o alegem astfel, încît în conformitate cu legea lui Ohm, tensiunea de 24 V împărţită la rezistenţa totală a circuiului (rezistenţa R plus rezistenţa soneriei) să ne dea curentul dorit de 100 mA; dacă o lampă funcţionează normal la o tensiune de 120 V, dar noi avem la dispoziţie numai o tensiune de 220 V, putem folosi un rezistor suplimentar, ca în fig. 1.5, ***b***, ales astfel încît căderea de tensiune pe el să fie egală cu diferenţa de 220 – 120=100 V.

Dacă într-un circuit de felul arătat este necesară nu numai menţinerea curentului la o valoare dată, ci şi reglarea lui între anumite limite, se poate folosi un rezistor reglabil R_r (variabil) ca în fig. 1.5, *c*. Acest rezistor a cărui rezistenţă poate fi variată, introdus în serie într-un circuit, poartă numele de ***reostat***.

Uneori este necesară o reducere a tensiunii într-un circuit de rezistenţă mare. În aceste cazuri se utilizează de obicei divizoare de tensiune, ca cele din fig. 1.5, ***d***. Căderea de tensiune pe rezistorul R_2, care se aplică mai departe consumatorului R_1, este mai mică decît tensiunea sursei (egală cu suma căderilor de tensiune pe rezistoarele R_1 şi R_2).

Alegînd convenabil raportul dintre cele două rezistenţe, se poate reduce (diviza) tensiunea sursei în orice raport.

Dacă este necesară obţinerea unei tensiuni reglabile, se poate folosi un rezistor reglabil numit *potenţiometru* (fig. 1.5, *e*). Acesta se compune dintr-un conductor, pe care se poate deplasa un contact mobil, numit cursor, de la un capăt la altul al conductorului. Cursorul împarte rezistorul în două părţi, ale căror rezistenţe depind de poziţia lui. Deplasînd cursorul potenţiometrului, tensiunea aplicată consumatorului variază; în cazurile limită, se poate obţine o tensiune zero, cînd cursorul este la capătul de jos al rezistorului, respectiv tensiunea maximă (egală cu tensiunea sursei) cînd cursorul se află la capătul superior al rezistorului.

Gruparea rezistoarelor. În diferite circuite electrice, rezistoarele pot fi grupate, urmărindu-se prin aceasta diferite scopuri. Se folosesc mai frecvent două moduri de grupare: în serie şi în paralel (fig. 1.6.)

În gruparea în serie rezistoarele se leagă cap la cap, formînd un lanţ. Rezistenţa totală a unui ansamblu de rezistoare, de exemplu pentru trei rezistenţe legate în serie, este:

$$R=R_1+R_2+R_3.$$

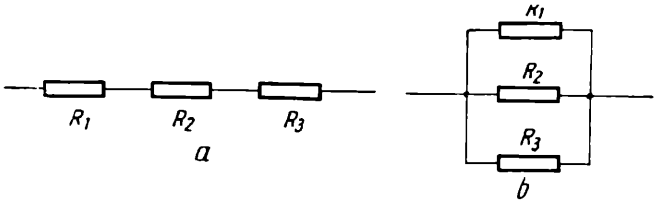


Fig. 1.6. Gruparea rezistoarelor:
a — în serie; *b* — în paralel.

La gruparea în paralel (sau „în derivaţie“) toate „începuturile“ rezistoarelor se leagă într-un punct, iar toate „sfîrşiturile“ rezistoarelor se leagă împreună într-un alt punct.

Calculul rezistenţei totale, în cazul grupării în paralel, de exemplu a trei rezistoare, se poate face folosind formula:

$$\frac{1}{R}=\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3},$$

în care:

R este rezistenţa totală a ansamblului;

R_1, R_2, R_3 — rezistenţele componente.

Deci, la legarea în paralel se însumează inversele rezistenţelor (numite şi *conductanţe*).

O formulă mai simplă se poate aplica în cazul în care sînt legate în paralel numai două rezistoare (caz foarte frecvent în practică):

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\ ;\ \text{dacă } R_1 = R_2 \text{ rezultă } R = \frac{R_1}{2} = \frac{R_2}{2}$$

Deci, în acest caz, rezistenţa totală este egală cu produsul rezistenţelor componente împărţit la suma lor.

Puterea electrică şi energia electrică. Noţiunile de *putere electrică* şi *energie electrică* intervin în unele procese de transformare a energiei dintr-o formă în alta. Se ştie că în cursul acestor transformări energia se conservă; vom obţine deci o cantitate de energie electrică egală cu lucrul mecanic pe care îl cheltuim, atunci cînd transformăm energia mecanică în energie electrică (în generatoarele electrice) şi, invers, lucrul mecanic produs de un motor electric este egal cu energia electrică cheltuită în acest scop.

În aceste transformări, energia electrică în unitatea de timp, numită putere electrică, este egală cu produsul dintre tensiune şi curent:

$$P = UI.$$

Puterea se măsoară cu unitatea numită *watt*, care se notează cu litera W. Un curent de 1 A la o tensiune de 1 V produce o putere de 1 W; aceeaşi putere o dă şi un curent de 10 A la o tensiune de 0,1 V sau un curent de 0,1 A la o tensiune de 10 V. Se mai utilizează multiplii wattului, în special *miliwattul* (mW) şi *kilowattul* (kW).

Puterea consumată într-un conductor de rezistenţă R mai poate fi exprimată şi în modul următor, dacă se ţine seamă de legea lui Ohm:

$$P = RI^2 = \frac{U^2}{R}.$$

Energia electrică se măsoară în unitatea numită *joule* (J) sau watt-secundă (Ws). Se utilizează însă mai des unităţi mai mari: *watt-oră* (Wh) şi *kilowatt-oră* (kWh):

$$1\ \mathrm{Wh}=3\,500\ \mathrm{J};$$
$$1\ \mathrm{kWh}=3\,600\,000\ \mathrm{J}.$$

1.3. Condensatoare şi bobine

Pe lîngă rezistoare, condensatoarele şi bobinele sînt elemente de circuit folosite pe larg în electronică. Funcţionarea acestora este legată de noţiunile de cîmp electric (la condensatoare) şi cîmp magnetic (la bobine), forme particulare ale cîmpului electromagnetic, care este o formă specială a materiei.

Cîmpul electric. În general, spunem că într-o regiune din spaţiu există cîmp electric atunci cînd asupra unui corp încărcat cu sarcină electrică, introdus în acea regiune, se exercită o forţă.

Intensitatea cîmpului electric se măsoară prin valoarea forţei care acţionează asupra unui corp încărcat cu o anumită sarcină. Cu cît această forţă este mai mare cu atît cîmpul electric este mai intens.

Orice corp încărcat cu sarcină electrică creează în jurul lui un cîmp electric. Acest cîmp este mai intens în apropierea corpului şi scade repede cînd ne îndepărtăm de el. Forţa care apare între două corpuri încărcate electric putem să o explicăm deci considerînd că unul din corpuri se află în cîmpul electric al celuilalt.

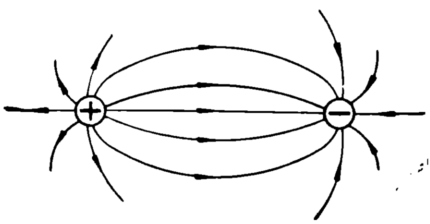


Fig. 1.7. Cîmpul electric produs de două corpuri încărcate cu sarcini electrice de semne contrare.

Se obişnuieşte să se reprezinte cîmpul electric prin nişte linii cu săgeţi, numite *linii de cîmp* sau linii de forţă. Aceste linii indică direcţia şi sensul forţelor electrice din cîmp.

Fiecare linie de cîmp reprezintă calea pe care s-ar deplasa un mic corp încărcat cu sarcină electrică pozitivă sub acțiunea cîmpului electric. Deci, liniile de cîmp electrice pornesc totdeauna de la sarcina pozitivă către sarcina negativă. În fig. 1.7 este reprezentat cîmpul electric în vecinătatea a două corpuri încărcate cu sarcini de semne contrare.

Condensatoare. Capacitatea electrică. Dacă între două conductoare, izolate între ele, se aplică o tensiune (o diferență de potențial), ele se încarcă cu sarcini electrice egale și de semne contrare. Cantitatea de sarcini care se acumulează pe fiecare conductor, la o valoare dată a tensiunii, depinde de forma și dimensiunile corpurilor conductoare, de distanța dintre ele și de natura izolantului care le separă. S-a constatat că această sarcină este proporțională cu tensiunea dintre conductoare și că raportul dintre sarcină și tensiune este constant. Acest raport se numește *capacitate electrică* (sau, simplu, *capacitate*).

Sistemul de două conductoare izolate, construit special pentru a avea o anumită capacitate, se numește *condensator electric* (sau *condensator*).

Cel mai simplu condensator este *condensatorul plan*, format din două plăci plane conductoare, separate printr-un izolator numit *dielectric* (aer sau dielectric solid). Între cele două plăci numite *armături* sau *electrozi*, se stabilește un cîmp electric, ale cărui linii de cîmp au forma arătată în fig. 1.8. În practică, se mai folosesc și alte tipuri de condensatoare, cu armături cilindrice, răsucite în spirală etc.

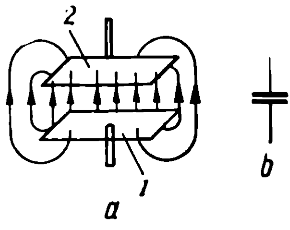


Fig. 1.8. Condensator:
a — construcție; b — reprezentare; 1,2 — armături.

Capacitatea unui condensator este direct proporțională cu suprafața armăturilor și invers proporțională cu distanța dintre ele. Ea mai depinde de natura dielectricului folosit, și anume este proporțională cu o mărime specifică fiecărui material, numită *permitivitate relativă* (sau *constantă dielectrică*). Această mărime arată de cîte ori este mai mare capacitatea unui condensator care are dielectricul din acel

material faţă de cea a aceluiaşi condensator avînd ca dielectric aerul. Majoritatea materialelor solide au permitivitatea relativă cuprinsă între 2 şi 10.

Capacitatea se notează cu litera C. Ea are ca unitate de măsură *faradul*, notat cu F. Această unitate fiind foarte mare, în practică se utilizează *microfaradul* (μF), *nanofaradul* (nF) şi *picofaradul* (pF). Relaţiile dintre aceste unităţi sînt:

$$1\ \text{F}=1\,000\,000\ \mu\text{F}$$

$$1\ \mu\text{F}=1\,000\ \text{nF}=1\,000\,000\ \text{pF}$$

Condensatoarele pot fi grupate, ca şi rezistoarele, în paralel sau în serie (fig. 1.9).

Dacă mai multe condensatoare sînt legate în paralel, efectul este acelaşi ca şi cum s-ar mări suprafaţa armăturilor, deci capacitatea lor totală este egală cu suma capacităţilor condensatoarelor componente:

$$C=C_1+C_2+C_3+\cdots$$

Legarea în serie este echivalentă cu o mărire a distanţei dintre armături, astfel încît capacitatea totală va fi mai

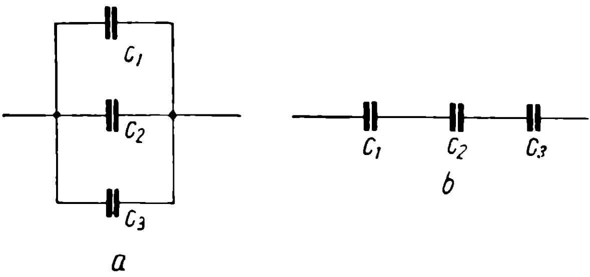


Fig. 1.9. Gruparea condensatoarelor:
a — în paralel; *b* — în serie.

mică decît fiecare din capacităţile componente. Capacitatea echivalentă a două condensatoare legate în serie, de capacităţi C_1 şi C_2, este:

$$C=\frac{C_1 C_2}{C_1+C_2}.$$

În practică, legarea în paralel a condensatoarelor este folosită mai des decît legarea lor în serie.

Cîmpul magnetic. Acest cîmp poate fi creat în mai multe moduri; un mijloc simplu de a produce un cîmp magnetic este cel care folosește un *magnet permanent*, confecționat dintr-un minereu sau metal cu proprietăți feromagnetice. Asemenea metale sînt, în primul rînd, fierul și oțelul, apoi, nichelul, cobaltul și aliajele lor. În jurul unui magnet permanent există totdeauna un cîmp magnetic, de prezența căruia ne putem convinge apropiind de magnet o bucată de fier (sau un alt magnet); aceasta va fi atrasă de magnet.

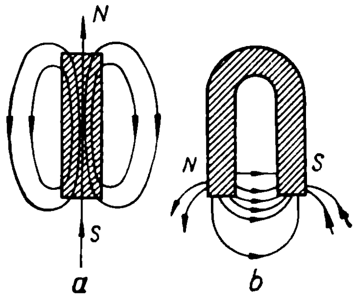


Fig. 1.10. Magneți permanenți: *a* — în formă de bară; *b* — în formă de potcoavă.

Magneții uzuali se prezintă sub formă de bară sau de potcoavă. În fig. 1.10 sînt reprezentate liniile de cîmp ale acestor magneți. Convențional, sensul liniilor de cîmp se alege de la un capăt al magnetului, numit *pol Nord*, către celălalt capăt, numit *pol Sud*.

Dacă se apropie între ei doi poli de același fel (doi poli Nord sau doi poli Sud) a doi magneți diferiți, aceștia se vor respinge; dacă polii apropiați sînt de nume contrare, ei se vor atrage.

Materialele feromagnetice pot fi magnetizate prin introducerea lor într-un cîmp magnetic. Unele materiale feromagnetice rămîn magnetizate și după scoaterea lor din cîmp; acestea se numesc *materiale magnetic dure*, iar fenomenul care are loc se numește *magnetism remanent*. Alte materiale își pierd magnetizarea după încetarea acțiunii cîmpului; acestea se numesc *materiale magnetic moi*, iar fenomenul respectiv se numește *magnetism temporar*.

Materialele magnetic dure se folosesc pentru confecționarea magneților permanenți.

Materialele magnetic moi se folosesc ca miezuri pentru bobine şi transformatoare, electromagneţi etc.

Orice corp feromagnetic poate fi magnetizat numai pînă la o anumită limită. Oricît am mări intensitatea cîmpului exterior peste această limită, magnetizarea nu mai creşte. Se spune că acel corp feromagnetic este saturat, iar fenomenul se numeşte *saturaţie*.

Bobine. Inductanţă. În jurul oricărui conductor parcurs de curent electric există un cîmp magnetic. Deci, cîmpul magnetic poate fi creat nu numai cu ajutorul magneţilor permanenţi, ci şi folosind conductoare prin care circulă curent. De obicei, se folosesc conductoare răsucite în formă de elice pe un suport izolant cilindric, numit carcasă; acestea se numesc *bobine* (fig. 1.11, *a*). Fiecare bobină este formată din mai multe *spire*; bobina are atîtea spire de cîte ori conductorul este răsucit pe carcasă.

Fiecare spiră circulară creează un cîmp magnetic, ale cărui linii de cîmp traversează planul spirei. Cîmpurile produse de spiralele bobinei se însumează, astfel încît cîmpul

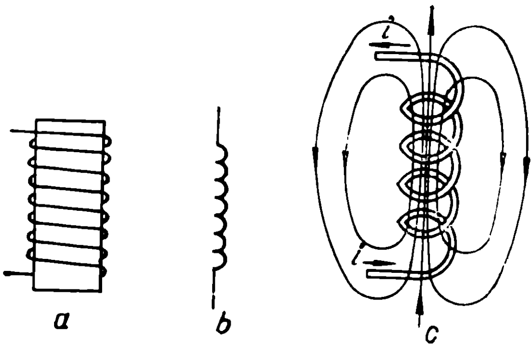


Fig. 1.11. Bobină:
a – aspect; *b* – reprezentare; *c* – cîmpul magnetic al bobinei.

bobinei este mai puternic; intensitatea acestui cîmp este cu atît mai mare, cu cît bobina are mai multe spire şi cu cît curentul prin bobină este mai intens. Forma liniilor de cîmp în apropierea bobinei este reprezentată în fig. 1.11, *c*.

Totalitatea liniilor de cîmp ale bobinei formează fluxul magnetic al acesteia. Fluxul magnetic al unei bobine devine mult mai puternic dacă se introduce în bobină un miez de material feromagnetic. Aceasta se explică prin faptul că, sub acţiunea cîmpului bobinei, miezul se magnetizează şi creează un flux magnetic suplimentar, de obicei mult mai puternic decît fluxul bobinei însăşi (fig. 1.12, *a*).

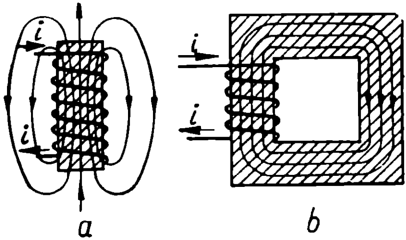


Fig. 1.12. Bobine cu miez feromagnetic: *a*—cu miez în formă de bară; *b*—cu miez închis.

Fluxul unei bobine depinde foarte mult şi de construcţia ei. Pentru a obţine un flux magnetic puternic, este necesar ca liniile de cîmp să se poată închide în întregime prin miezul feromagnetic, deoarece acesta opune o „rezistenţă" mai mică fluxului decît aerul; pentru aceasta, miezul se face închis, de exemplu, ca în fig. 1.12, *b*. În acest caz, fluxul magnetic al bobinei este de μ_r ori mai mare decît în lipsa miezului, unde μ_r se numeşte *permeabilitatea relativă* a materialului din care este confecţionat miezul.

Variaţia în timp a fluxului magnetic din orice circuit produce o tensiune electromotoare (numită „indusă") în acel circuit; acest fenomen se numeşte *inducţie electromagnetică.* În cazul bobinelor se produce *fenomenul de inducţie proprie* sau *autoinducţie.* Pentru caracterizarea acestui fenomen se foloseşte noţiunea de *inductanţă* a bobinei.

Inductanţa se notează cu litera *L* şi se măsoară în henry (prescrutat H). O bobină are inductanţa de 1 H atunci cînd un curent de 1 A, care scade uniform pînă la zero în timp de 1 s, induce în bobină o tensiune electromotoare de 1 V. Se mai folosesc submultiplii *milihenry* (mH) şi *microhenry* (μH).

Inductanţa unei bobine depinde de forma şi dimensiunile ei, de numărul de spire şi de proprietăţile miezului feromagnetic (dacă aceasta există). Inductanţa creşte cu diametrul bobinei şi scade cu lungimea ei. Ea este proporţională cu pătratul numărului de spire (deci, dacă mărim de

două ori numărul de spire, inductanţa creşte de patru ori, dacă îl mărim de trei ori, inductanţa creşte de nouă ori etc.).

Introducerea unui miez feromagnetic în bobină măreşte inductanţa ei; un miez de permeabilitate ridicată poate duce la creşterea inductanţei de sute sau de mii de ori.

Inductanţele bobinelor legate în serie se adună ca şi rezistenţele legate în serie (dacă bobinele nu se influenţează reciproc prin cîmpurile lor magnetice).

1. 4. CURENTUL ALTERNATIV

Curentul care are o intensitate constantă în timp şi nu-şi schimbă sensul se numeşte *curent continuu*. Dacă intensitatea sau sensul curentului se modifică în timp, curentul se numeşte variabil. De obicei, variaţiile în timp se produc periodic, adică la intervale egale de timp. Curentul care îşi schimbă periodic sensul, circulînd într-un interval de timp determinat într-un sens şi apoi, într-un interval egal de timp în sens opus, se numeşte *curent alternativ*. Acest curent îşi schimbă deci sensul în permanenţă; această schimbare de sens este însoţită, de obicei, şi de o schimbare a intensităţii, care trece succesiv prin valori maxime şi prin valori nule (prin zero).

Perioada şi frecvenţa curentului alternativ. Curentul alternativ poate fi privit ca o succesiune de oscilaţii ale electronilor din circuit; durata unei asemenea oscilaţii se numeşte *perioadă* şi este notată de obicei cu litera T.

În timpul primei jumătăţi a unei perioade, curentul alternativ circulă într-un sens, iar în timpul celeilalte jumătăţi de perioadă el circulă în sens contrar.

Perioada se măsoară în unităţi de timp, adică în secunde (s), sau în submultiplii acesteia: milisecunde (ms), sau microsecunde (µs).

Numărul care arată cîte oscilaţii efectuează curentul alternativ într-o secundă se numeşte *frecvenţa* curentului. Frecvenţa este deci egală cu numărul de perioade într-o secundă şi se poate exprima astfel:

$$f = \frac{1}{T},$$

adică prin inversul perioadei.

Unitatea de măsură a frecvenţei se numeşte hertz (citeşte herţ) şi se notează cu Hz. Un curent a cărui frecvenţă este de 1 Hz efectuează o oscilaţie pe secundă. Se mai folosesc multiplii hertzului: kilohertzul (kHz), egal cu 1 000 Hz, şi megahertzul (MHz), egal cu 1 000 000 Hz.

În general, frecvenţele cuprinse între 20 şi 20 000 Hz se numesc audiofrecvenţe (deoarece ele corespund frecvenţelor sunetelor care pot fi auzite), iar frecvenţele mai mari se numesc radiofrecvenţe (deoarece ele se folosesc în radiocomunicaţii).

Reprezentarea grafică a curentului alternativ. Pentru a reprezenta caracteristicile curentului alternativ şi a putea urmări variaţia lui în timp, se obişnuieşte să se folosească o reprezentare grafică sau diagramă.

O asemenea diagramă este arătată în fig. 1.13. Pe această figură sînt trasate două drepte perpendiculare una pe alta, numite axe. Pe axa orizontală este notat timpul, în milisecunde, iar pe axa verticală, curentul în amperi. Curba trasată pe figură reprezintă, în fiecare moment, intensitatea curentului din circuit, precum şi sensul lui (atunci cînd curba este deasupra axei orizontale, curentul are un anumit sens, iar cînd curba este sub axa orizontală, curentul are sens contrar).

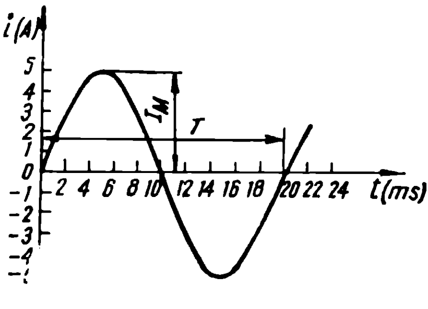


Fig. 1.13. Reprezentarea grafică a variaţiei în timp a curentului alternativ

Urmărind curba de variaţie a curentului în timp, se observă că, în primul moment, curentul este zero, iar apoi începe să crească, ajungînd la o anumită valoare maximă. Urmează o descreştere a curentului, care ajunge la valoarea zero, apoi începe să crească din nou, însă în sens contrar. După ce atinge o nouă valoare maximă, de sens opus primei, curentul descreşte iarăşi şi ajunge egal cu zero. După aceasta, tot ciclul se repetă.

Cea mai mare valoare pe care o atinge, în anumite momente, curentul alternativ se numeşte *valoare maximă*, sau *valoare de vîrf* sau *amplitudine* a curentului. Această valoare o notăm cu I_M.

Valoarea efectivă a curentului alternativ. Intensitatea unui curent alternativ nu se caracterizează numai prin valoarea lui maximă, ci şi prin *valoarea efectivă* (sau *valoarea eficace*). Valoarea efectivă a unui curent alternativ este egală cu valoarea intensităţii unui curent continuu care ar dezvolta aceeaşi putere ca şi puterea medie dezvoltată de curentul alternativ considerat.

Este evident că valoarea efectivă a curentului alternativ este mai mică decît valoarea lui maximă. Curentul alternativ este aproape tot timpul mai mic decît valoarea lui maximă, trecînd şi prin valoarea zero; valoarea lui efectivă va fi un fel de medie a valorilor pe care le ia în diferite momente.

Pentru curentul alternativ care variază în timp, ca în fig. 1.13, numit *curent alternativ sinusoidal*, valoarea efectivă I a curentului este de $\sqrt{2}$ ori mai mică decît valoarea maximă:

$$I = \frac{I_M}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, I_M,$$

adică este egală cu aproximativ 70% din valoarea maximă.

Tot ceea ce am spus pînă aici despre curentul alternativ este valabil şi pentru tensiunea alternativă.

Defazajul dintre doi curenţi alternativi. Să urmărim diagramele din fig. 1.14 în care sînt reprezentaţi doi curenţi alternativi de aceeaşi frecvenţă. Se observă că, în cazul din fig. 1.14, *a* cei doi curenţi trec exact în acelaşi timp prin valoarea zero şi prin valorile maxime. Se spune că aceşti curenţi sînt în *fază* sau că *defazajul* dintre ei este zero.

În cazul din fig. 1.14, *b*, în momentul în care unul din curenţi trece printr-un maxim de un sens, celălalt curent trece printr-un maxim de sens contrar. În fiecare moment cei doi curenţi au deci sensuri opuse. Se spune că aceşti curenţi sînt în antifază sau în opoziţie de fază. Defazajul dintre cei doi curenţi este egal cu o jumătate de perioadă. Defazajul se exprimă, de obicei, în grade (°), unei perioade întregi corespunzîndu-i 360°; în consecinţă, defazajul de o jumătate de perioadă este echivalent cu defazajul de 180°.

În fig. 1.14, c este reprezentat cazul în care defazajul dintre curenţi este egal cu un sfert de perioadă, adică este de 90°. În acest caz se spune că cei doi curenţi sînt în cuadratură.

În sfîrşit, în fig. 1.14, *d* defazajul are o valoare oarecare (mai mică decît 90°).

Curentul care atinge primul anumite valori (de exemplu, trece înaintea celuilalt prin zero) este defazat înaintea celuilalt curent. Astfel, în fig. 1.14, *d* curentul I_1 este defazat înaintea curentului I_2.

Curenţi alternativi nesinusoidali. Curenţii alternativi nu au totdeauna forma regulată de variaţie în timp din fig. 1.13, pe care am numit-o variaţie sinusoidală. Mai puţin în electrotehnica curenţilor tari, dar mai frecvent în electronică şi în radiotehnică se folosesc curenţi şi tensiuni care variază în timp într-un mod mai neregulat, de exemplu, ca cel din fig. 1.15. Aceşti curenţi (sau tensiuni) se numesc nesinusoidali sau complecşi. Ei pot avea cele mai diferite forme de variaţie în timp; în fig. 1.16 sînt arătate alte exemple de curenţi nesinusoidali, întîlniţi în special în radiotehnică.

O proprietate foarte importantă a curenţilor alternativi nesinusoidali este aceea că ei pot fi reprezentaţi ca o suprapunere de curenţi sinusoidali de diferite frecvenţe. Aceşti curenţi componenţi se numesc *armonici*. Cu alte cuvinte, adunînd mai multe armonici de diferite amplitudini, frecvenţe şi defazaje, se poate obţine orice curent nesinusoidal.

Frecvenţele armonicilor nu sînt arbitrare, ci ele sînt toate multiplii ai frecvenţei curentului nesinusoidal. Prima armonică, a cărei frecvenţă este egală cu cea a curentului nesinusoidal, se numeşte *componentă fundamentală*; cea de frecvenţă dublă se numeşte armonica a doua, cea de frecvenţă triplă se numeşte armonica a treia etc.

Comportarea condensatorului în curent alternativ. Dacă un condensator este intercalat într-un circuit de curent continuu, curentul nu mai poate circula din cauza izolantului aflat între armăturile condensatorului. Altfel se petrec însă lucrurile într-un circuit de curent alternativ.

Dacă se aplică o tensiune alternativă la bornele (între armăturile) unui condensator, cele două armături vor fi încărcate şi descărcate alternativ cu sarcini de nume contrare.

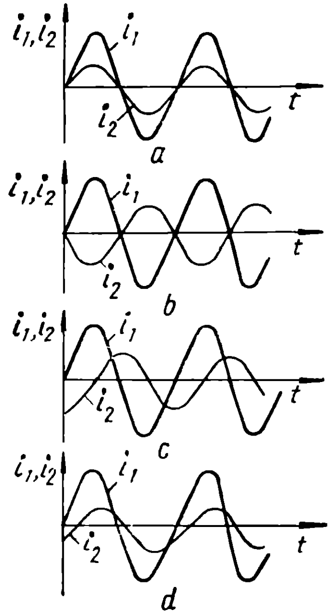


Fig. 1.14. Curenţi cu diferite defazaje între ei:

a — în fază; *b* — în antifază; *c* — în cuadratură; *d* — cu un defazaj oarecare

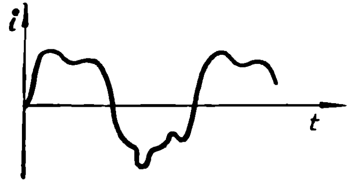


Fig. 1.15. Curent nesinusoidal.

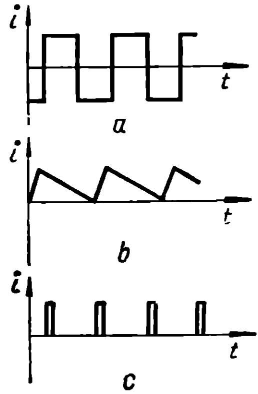


Fig. 1.16. Diferiţi curenţi nesinusoidali:

a — dreptunghiular; *b* — triunghiular (în dinţi de fierăstrău); *c* — în impulsuri.

Electronii din circuit se vor afla într-o permanentă mişcare oscilatorie, trecînd de pe o armătură pe alta, dar nu prin dielectricul acestuia, ci prin restul circuitului. În circuit va exista o deplasare de electroni, într-un sens şi în altul, care nu reprezintă altceva decît un curent alternativ.

Legea lui Ohm pentru un condensator se poate scrie sub forma:

$$I = \frac{U}{X_c},$$

unde X_c este o mărime numită *reactanță capacitivă*. Această reactanță are expresia:

$$X_c = \frac{1}{2\,\pi f C} = \frac{1}{6{,}28\,fC} = \frac{1}{\omega C},$$

unde $\omega = 6{,}28\,f$ este pulsația curentului, iar C este capacitatea condensatorului. Dacă f se exprimă în Hz și C în F, reactanța X_c rezultă în Ω.

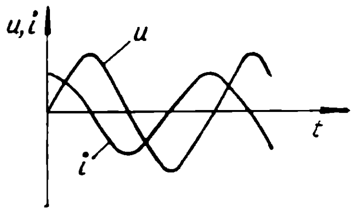


Fig. 1.17. Tensiunea și curentul într-un condenstor.

În momentele în care tensiunea la bornele condensatorului este maximă, numărul de electroni de pe armătura acestuia este maxim, mișcarea electronilor în circuit încetează o clipă, pentru a continua apoi în sens invers, deci curentul prin circuit este zero. Între tensiune și curent există un defazaj de 90° reprezentat în fig. 1.17; curentul este defazat înaintea tensiunii.

Comportarea bobinei în curentul alternativ. Fenomenul de inducție proprie face ca bobina să „opună o rezistență" curentului alternativ diferită de cea în curent continuu, și anume mai mare decît aceasta, datorită faptului că tensiunea electromotoare de autoinducție se opune variației curentului din bobină. Rezistenței în curent continuu i se adaugă deci o mărime care se numește *reactanța* bobinei și care există numai în curent alternativ. Reactanța bobinei, numită și *reactanță inductivă* și notată de obicei cu X_L, este egală cu

$$X_L = \omega L,$$

sau

$$X_L = 2\,\pi f L \approx 6{,}28\,fL,$$

unde mărimea $\omega = 6{,}28\,f$ se numește *pulsația* sau *frecvența unghiulară* a curentului alternativ. Dacă frecvența se exprimă în herți, iar inducția în henry, reactanța rezultă în ohmi.

Reactanța inductivă, după cum reiese din formula ei, crește cu frecvența. La frecvențe suficient de înalte, rezis-

tenţa bobinei devine neglijabilă în comparaţie cu reactanţa ei, astfel încît legea lui Ohm se scrie pentru acest caz:

$$I = \frac{U}{X_L},$$

unde I este curentul prin bobină, iar U este tensiunea aplicată bobinei.

Dacă rezistenţa şi reactanţa au valori comparabile, atunci legea lui Ohm pentru bobină se scrie:

$$I = \frac{U}{\sqrt{X_L^2 + B_L^2}},$$

unde R_L este rezistenţa bobinei. Reactanţa şi rezistenţa nu se adună aritmetic, ci se compun în modul arătat de formula de mai sus. Mărimea $\sqrt{X_L^2+R_L^2}$, notată de obicei cu Z, se mai numeşte şi *impedanţa* bobinei.

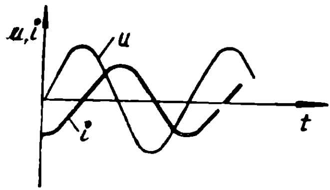


Fig. 1.18. Tensiunea şi curentul într-o bobină.

Din cauza tensiunii electromotoare de inducţie proprie, variaţia de timp a curentului este întîrziată, astfel încît el rămîne în urma tensiunii. Defazajul în urmă al curentului din bobină depinde de raportul dintre reactanţa şi rezistenţa bobinei; dacă reactanţa este mult mai mare decît rezistenţa, deci la frecvenţe mai înalte, acest defazaj se apropie de 90°, iar în alte cazuri este cuprins între 0 şi 90°.

În fig. 1.18 este arătat defazajul dintre curent şi tensiune la o bobină.

Transformatoare. Două bobine care se află una în apropierea celeilalte formează un *transformator.*

Rolul transformatorului este de a transforma tensiunea şi curentul alternativ, fără o pierdere sensibilă de energie (asemenea transformări, dar cu pierdere de energie, se pot efectua şi cu ajutorul rezistoarelor, potenţiometrelor etc.). Această transformare se bazează pe faptul că transformatorul „transmite" curentul din prima bobină, numită *primar,*

în a doua bobină, numită *secundar*, nu cu ajutorul unor conductoare, ci prin intermediul cîmpului magnetic.

Cu excepţia transformatoarelor folosite la frecvenţe înalte, cele două bobine (înfăşurări) se aşează pe un miez feromagnetic închis, de exemplu, de forma unui cadru

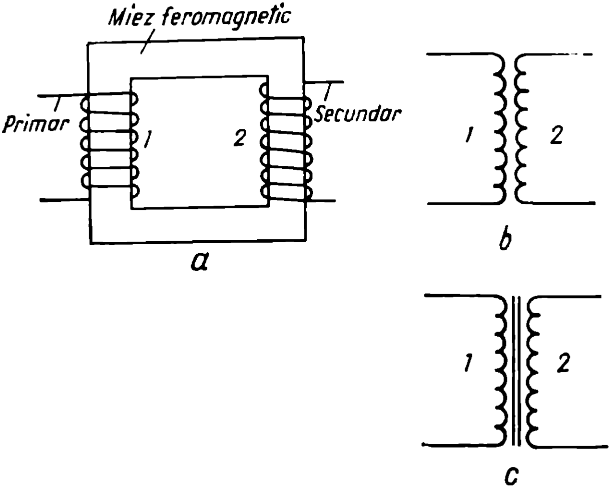


Fig. 1.19. Transformator:
a — construcţia; *b* — reprezentarea transformatorului fără miez; *c* — reprezentarea transformatorului cu miez feromagnetic.

dreptunghiular, ca în fig. 1.19. În acest miez se produce un flux magnetic alternativ, care induce tensiuni electromotoare egale în fiecare spiră a celor două înfăşurări. Tensiunile electromotoare totale, şi cu oarecare aproximaţie tensiunile în primar şi în secundar, sînt deci proporţionale cu numele de spire corespunzătoare:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2},$$

în care:

U_1 este tensiunea aplicată primarului;
U_2 — tensiunea care ia naştere la bornele secundarului;
N_1 — numărul de spire ale înfăşurării primare;
N_2 — numărul de spire ale înfăşurării secundare.

Raportul $\frac{N_1}{N_2}$ se numeşte *raportul de transformare* al transformatorului. El poate fi un număr supraunitar sau subunitar, adică transformatorul poate fi coborîtor sau ridicător de tensiune (tensiunea U_2 mai mică, respectiv mai mare decît U_1). Această proprietate face ca transformatoarele să fie folosite pe scară largă pentru obţinerea unei tensiuni alternative mai mici sau mai mari decît cea a unei surse date.

Pierderile de putere dintr-un transformator sînt de obicei mici, astfel că puterea aplicată primarului este aproximativ egală cu puterea transmisă în secundar:

$$U_1 I_1 = U_2 I_2$$

de unde rezultă:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{U_2}{U_1},$$

adică raportul curenţilor din primar şi secundar este egal cu inversul raportului de transformare. Deci, un transformator coborîtor de tensiune este ridicător de curent şi invers.

În anumite cazuri, este important să ştim ce rezistenţă reprezintă primarul transformatorului, cînd în secundarul său este conectată o rezistenţă oarecare R_2. Putem să aflăm această rezistenţă scriind că

$$\frac{U_2}{I_2} = R_2$$

(legea lui Ohm aplicată secundarului transformatorului). Rezistenţa R_1 pe care o prezintă primarul (între capetele sale) este

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1}.$$

Dar

$$U_1 = \frac{N_1}{N_2} U_2 \text{ şi } I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2$$

deci, înlocuind mai sus, rezultă:

$$R_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \frac{U_2}{I_2}$$

adică

$$R_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_2.$$

Deci, *rezistența echivalentă în primar este egală cu rezistența din secundar înmulțită cu pătratul raportului de transformare.*

Se poate spune că transformatorul efectuează şi o transformare a rezistenței. Această proprietate — valabilă, evident, numai în curentul alternativ — este larg folosită în circuitele electrice, de exemplu, pentru a realiza adaptarea unei rezistențe la un generator dat (v. § 2.2).

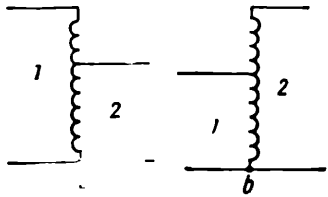


Fig. 1.20. **Autotransformatoare:** *a* — **coborîtor de tensiune;** *b* — **ridicător de tensiune**

O variantă a transformatorului este autotransformatorul, care diferă de transformator prin aceea că înfăşurarea secundară nu mai este izolată de cea primară, o parte din spire fiind comune ambelor înfăşurări (fig. 1.20).

Atît transformatoarele cît şi autotransformatoarele pot fi construite astfel, încît să dea mai multe tensiuni de valori diferite în secundar. Transformatoarele pot avea în acest scop mai multe secundare, iar autotransformatoarele pot fi prevăzute cu mai multe ieşiri (prize) corespunzătoare acestor tensiuni.

2. CIRCUITE ELECTRICE SIMPLE

2.1. CIRCUITUL SURSĂ – RECEPTOR

Circuitul cel mai simplu este format dintr-o sursă şi un receptor. Proprietăţile acestui circuit sînt foarte importante pentru înţelegerea corectă a funcţionării unui mare număr de dispozitive şi instalaţii electronice, deoarece el stă la baza procesului de transmitere a energiei electrice, sub orice formă s-ar afla. Astfel, în cazul cel mai simplu, un generator produce energia electrică şi un consumator, legat printr-o linie electrică cu generatorul, primeşte această energie. Generatorul (sursa) este caracterizat prin tensiunea electromotoare şi rezistenţa internă, iar consumatorul (receptorul) este caracterizat prin rezistenţa sa.

Regimurile de funcţionare a unei surse. O sursă electrică poate funcţiona în trei regimuri: în sarcină (regim normal de funcţionare), în gol şi în scurtcircuit (fig. 2.1).

Regimul de funcţionare în sarcină a fost examinat la § 1.2. Am văzut că tensiunea la borne este cu atît mai mică cu cît curentul din circuit este mai mare (deoarece căderea de tensiune $R_i I$ creşte); deci, dacă vrem să obţinem curenţi mai mari de la sursă, micşorînd rezistenţa exterioară R, va scădea tensiunea la borne. Peste o anumită valoare a curentului această scădere poate fi atît de mare, încît să împiedice buna funcţionare a consumatorului (de obicei, fiecare consumator este construit astfel, încît să funcţioneze normal la o anumită tensiune).

Regimul de funcționare în gol este cel în care la bornele sursei nu se conectează nici un consumator; se spune, în acest caz, că bornele sînt în gol, sau sursa lucrează în gol.

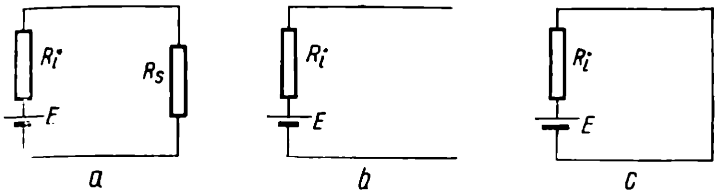


Fig. 2.1. Regimurile de funcționare a unei surse: *a* — în sarcină; *b* — în gol; *c* — în scurtcircuit.

Curentul din circuit este, în mod evident, egal cu zero, iar tensiunea este maximă, egală cu tensiunea electromotoare a sursei.

Regimul de funcționare în scurtcircuit este cel în care bornele sursei sînt legate între ele printr-un conductor de rezistență foarte mică (pe care o putem considera practic egală cu zero). În acest caz curentul va avea valoarea maximă posibilă, egală cu $\frac{E}{R_i}$, dar tensiunea în circuitul exterior va fi zero. Acest regim de funcționare este cu totul nefolositor și, de obicei, survine în practică numai accidental. El poate fi și periculos pentru sursă, deoarece aceasta poate fi deteriorată de curentul intens care o străbate. Din această cauză în instalațiile electrice scurtcircuitele trebuie evitate.

Puteri și randament. Sursa dezvoltă o putere care se transmite către receptor. O parte din această putere se consumă în receptor, iar altă parte se consumă în restul circuitului. Putem vorbi, în general, de o putere utilă și de o putere pierdută.

Puterea utilă este dezvoltată în rezistența de sarcină. Ea este folosită într-un anumit scop și se transformă într-o altă putere: mecanică — la un motor electric, calorică — la un aparat electric de încălzire (cuptor electric, radiator, reșou etc.), luminoasă la o lampă de iluminat etc.

Puterea pierdută este puterea care se consumă în rezistența internă a sursei (și în conductoarele de legătură). Ea se consumă în mod inutil, transformîndu-se în căldură.

Sursa de curent (generatorul) trebuie să producă o putere totală egală cu suma puterii utile și a puterii pierdute. Raportul dintre puterea utilă și puterea totală se numește *randament*. Randamentul caracterizează transferul de putere de la sursă la consumator, arătînd cît de bine este folosită puterea totală disponibilă. Vom avea deci relațiile.

$$P_t = P_u + P_p$$

și

$$\eta = \frac{P_u}{P_t},$$

în care:

P_t este puterea totală;
P_u — puterea utilă;
P_p — puterea pierdută;
η — randamentul (a se citi „eta").

Randamentul se exprimă deseori în procente. În acest caz se utilizează formula:

$$\eta = \frac{P_u}{P_t} \cdot 100\%.$$

Randamentul circuitului sursă-receptor. În circuitul electric simplu din fig. 2.2, în care R_2 este rezistența de sarcină, R_i este rezistența internă a sursei, iar E — tensiunea electromotoare a sursei, intensitatea curentului se poate calcula cu ajutorul legii lui Ohm:

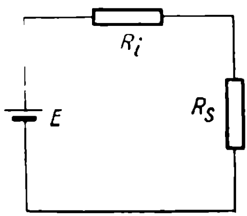


Fig. 2.2. Circuit sursă-receptor.

$$I = \frac{E}{R_s + R_i}.$$

Puterea utilă este deci:

$$P_u = R_s I^2 = \frac{R_s E^2}{(R_s + R_i)^2},$$

iar puterea pierdută este

$$P_p = R_i I^2 = \frac{R_i E^2}{(R_s + R_i)^2}.$$

Puterea totală este egală cu suma acestor puteri:

$$P_t = P_u + P_p = \frac{E^2}{R_s + R_i}.$$

Randamentul se poate determina imediat:

$$\eta = \frac{P_u}{P_t} = \frac{R_s}{R_s + R_i} = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_s}}.$$

Rezultatul la care am ajuns arată că randamentul este determinat de raportul dintre rezistenţa internă a sursei şi rezistenţa de sarcină. Cu cît rezistenţa internă este mai mică în comparaţie cu rezistenţa de sarcină, cu atît randamentul este mai ridicat.

La această concluzie se poate ajunge şi prin alte raţionamente: prin rezistenţele R_i şi R_s circulă acelaşi curent, deci căderile de tensiune pe R_i şi pe R_s sînt proporţionale cu valorile acestor rezistenţe. Puterile P_u şi P_p vor fi deci şi ele proporţionale cu rezistenţa R_s, respectiv R_i, astfel că dacă dorim ca puterea pierdută să fie mică faţă de puterea utilă, trebuie ca R_i să fie mic faţă de R_s.

2.2. Adaptarea receptorului la sursă

În instalaţiile electrice de putere mare este necesar să se lucreze cu un randament ridicat, din două motive: energia electrică pierdută, corespunzătoare puterii pierdute, micşorează economicitatea instalaţiei; puterea pierdută transformîndu-se în căldură, este necesară mărirea volumului instalaţiei pentru a asigura o răcire corespunzătoare a ei. Din această cauză, în instalaţiile de putere mare se folosesc generatoare cu rezistenţă internă mică, iar conductoarele de legătură au şi ele o rezistenţă suficient de mică (sînt confecţionate din sîrmă de diametru corespunzător).

În anumite instalaţii de putere mică problema randamentului nu este esenţială. Astfel, în radiotehnică se întîl-

nesc deseori situaţii în care nu se pune problema obţinerii unui randament bun, ci aceea a obţinerii unei puteri utile maxime de la o sursă dată (cu tensiunea electromotoare şi rezistenţa internă date). Se observă că randament bun înseamnă în acelaşi timp putere utilă mare, deoarece o dată cu puterea utilă poate creşte şi puterea pierdută, înrăutăţind randamentul. Să examinăm condiţiile în care se realizează puterea utilă maximă.

Condiţia de adaptare. Am văzut că randamentul optim corespunde cazului în care rezistenţa de sarcină R_s este mult mai mare decît rezistenţa internă R_i a sursei. Dacă, menţinînd constant pe R_i, îl mărim pe R_s tot mai mult, randamentul creşte apropiindu-se de valoarea limită de 100% (pentru $R_s \rightarrow \infty$). În acelaşi timp, însă, puterea utilă scade deoarece curentul variază aproape invers proporţional cu R_s, pe cînd tensiunea pe rezistenţa de sarcină R_s, apropiată de E, rămîne aproximativ constantă; puterea utilă devine egală cu zero în momentul în care R_s este infinit mare, adică circuitul este întrerupt. Este clar deci că puterea utilă maximă nu se obţine în situaţia în care randamentul este maxim.

Să considerăm cazul contrar în care micşorăm rezistenţa de sarcină R_s. În acest caz, curentul prin circuit creşte, dar tensiunea pe R_s scade; cînd R_s este mult mai mic decît R_i, creşterea curentului este înceată (deoarece curentul este determinat, în acest caz, în cea mai mare parte de R_i), pe cînd scăderea tensiunii pe R_s este rapidă. La limită, cînd R_s devine zero, puterea utilă este şi ea egală cu zero.

În concluzie, la regimurile limită de funcţionare a unei surse, în gol şi în scurtcircuit, puterea utilă este zero. Este deci de aşteptat ca puterea utilă să fie maximă într-un regim intermediar, în care R_s are o anumită valoare finită. Se poate demonstra că puterea maximă se obţine atunci cînd rezistenţa de sarcină este egală cu rezistenţa internă a sursei:

$$R_s = R_i.$$

În acest caz se spune că receptorul este adaptat la sursă. Deci, prin *adaptare* se înţelege egalitatea dintre rezistenţa

de sarcină şi rezistenţa interioară a unei surse, condiţie care asigură obţinerea unei puteri utile maxime de la o sursă dată.

Importanţa practică a adaptării. La adaptare, puterea totală se împarte în mod egal pe R_s şi pe R_i (puterea utilă este egală cu puterea pierdută), deci randamentul este de 50%. Asemenea valoare a randamentului nu poate fi considerată mare. Totuşi, acest regim de lucru are o importanţă deosebită în electrotehnică şi în radiotehnică. De exemplu, antena unui radioreceptor poate fi considerată ca o sursă care are o anumită tensiune electromotoare şi o anumită rezistenţă internă. În acest caz, ceea ce interesează este ca radioreceptorul să primească o putere cît mai mare de la o antenă, prin adaptarea acestuia la antenă; randamentul nu are nici o importanţă în această situaţie, puterile fiind infime.

Se mai pot da multe exemple de necesitate a adaptării în diferite cazuri care se întîlnesc în electronică. Radioamatorii ştiu că nu orice cască telefonică este bună pentru receptorul lor simplu: sînt necesare căşti de rezistenţă mare (2 000 ··· 4 000 Ω), pe cînd receptorul telefonic funcţionează cu căşti de rezistenţă mică (100 ··· 200 Ω). Aceasta se datoreşte rezistenţelor interne diferite ale „surselor" în cele două cazuri. În telefonie există valori standardizate ale rezistenţei receptoarelor şi ale rezistenţei interioare a surselor (de exemplu, valoarea de 600 Ω), astfel încît la conectarea oricărui receptor la orice sursă adaptarea să fie realizată.

În circuitele de curent continuu adaptarea se poate realiza numai prin alegerea corespunzătoare a receptorului pentru o sursă dată. În curent alternativ există o posibilitate în plus — foarte mult folosită practic — şi anume intercalarea unui transformator între sursă şi receptor. La § 1.4 am văzut că, în acest caz, rezistenţa echivalentă în primar depinde de raportul de transformare al transformatorului; alegînd deci în mod convenabil numerele de spire ale transformatorului, se poate realiza adaptarea oricare ar fi valorile efective ale rezistenţei receptorului şi rezistenţei interne a sursei.

3. CIRCUITE OSCILANTE

3.1. OSCILAŢII MECANICE ŞI OSCILAŢII ELECTRICE

În radiotehnică *oscilaţiile electromagnetice* joacă un rol deosebit de important. Prin circuite oscilante înţelegem acele circuite în care se produc oscilaţii electromagnetice. Ca şi oscilaţiile mecanice — de exemplu, oscilaţiile unui pendul în jurul poziţiei sale de echilibru — oscilaţiile electromagnetice reprezintă o variaţie periodică a unui curent, a unei tensiuni etc. într-un circuit care dă naştere unor asemenea oscilaţii.

3.1.1. PRODUCEREA OSCILAŢIILOR MECANICE

În natură întîlnim multe fenomene care au la bază oscilaţii mecanice. Un dispozitiv bine cunoscut, care execută oscilaţii mecanice, este *pendulul,* folosit la ceasornice.

Să examinăm modul de producere şi proprietăţile oscilaţiilor unui pendul (fig. 3.1).

Pentru ca pendulul să oscileze, trebuie să-i dăm o cantitate iniţială de energie, de exemplu scoţîndu-l din poziţia sa de echilibru şi lăsîndu-l apoi liber. Astfel dacă aducem pendulul în poziţia *1* şi îi dăm drumul, el va trece din poziţia *1* în poziţia *2* şi apoi va reveni la *1*, continuînd să oscileze între două poziţii extreme. Aceste oscilaţii se produc singure, fără a fi întreţinute de o forţă exterioară, numai datorită

cantității de energie cedate inițial pendulului. Oscilațiile de acest fel se numesc *oscilații libere*.

Trecerea pendulului din poziția *1* în poziția *2* și revenirea lui la poziția *1* constituie un ciclu complet al mișcării sale și se numește oscilație completă sau, o oscilație. Durata unei oscilații se numește perioadă, iar numărul de oscilații pe secundă, așa cum s-a mai arătat în capitolul 1, se numește frecvență.

Depărtarea maximă a pendulului de la poziția sa inițială, adică distanța *0—1* sau *0—2* (fig. 3.1) se numește *amplitudinea oscilației*.

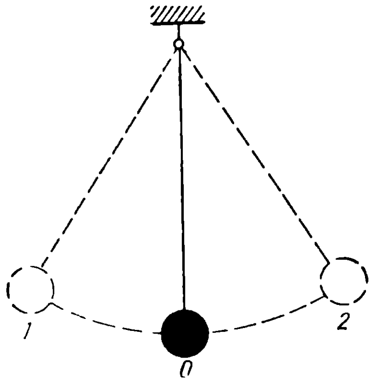


Fig. 3.1. Pendul.

3.1.2. PROPRIETĂȚI ALE OSCILAȚIILOR MECANICE

Principalele proprietăți ale oscilațiilor pendulului, pe care le vom regăsi la oscilațiile libere ale oricărui sistem oscilant, sînt următoarele:

a) Amplitudinea oscilațiilor depinde numai de îndepărtarea inițială a pendulului din poziția de echilibru, adică de cantitatea de energie pe care i-am dat-o inițial. Cu cît această depărtare inițială va fi mai mare, cu atît amplitudinea oscilațiilor pendulului va fi și ea mai mare.

b) Frecvența oscilațiilor nu depinde de amplitudinea lor, ci numai de lungimea pendulului. Acest fapt, deși pare curios, poate fi verificat ușor experimental. Dacă n-ar fi așa, mersul unui ceasornic de perete cu pendul nu ar fi uniform, ci ar depinde de amplitudinea pe care i-o imprimă mecanismul ceasornicului.

3.1.3. PRODUCEREA OSCILAȚIILOR ELECTRICE

Cele mai simple oscilații electrice se produc în circuitul oscilant format dintr-o bobină și dintr-un condensator (fig. 3.2). Presupunem, ca și în cazul sistemelor oscilante

mecanice examinate, că dăm o energie circuitului. Aceasl energie inițială putem să o cedăm sistemului încărcînd co densatorul C cu o tensiune continuă U.

Imediat după închiderea circuitului, cu ajutorul într rupătorului I, condensatorul începe să se descarce prin bobir L. Curentul de descărcare nu poate însă să crească brus datorită inducției bobinei care, aşa cum s-a arătat în capit lul 1, „se împotriveşte" oricăror variații ale curentului ca circulă prin ea. Curentul va creşte deci treptat, iar p măsura acestei creşteri a curentului, tensiunea pe condens tor scade, deoarece un număr tot mai mare de electroni d pe armătura acestuia se deplasează în circuit. În moment în care tensiunea pe condensator devine zero (condensator este descărcat complet), curentul ar trebui să înceteze; ace lucru s-ar întîmpla însă numai în lipsa bobinei din circui Bobina împiedică şi de această dată variația bruscă a cure tului din circuit (încetarea bruscă a lui). Acesta continuă s circule mai departe şi produce astfel o încărcare a condensat rului cu o tensiune de polaritate inversă față de cea inițial Curentul este întreținut de tensiunea electromotoare d autoinducție din bobină, care ia naştere datorită variați

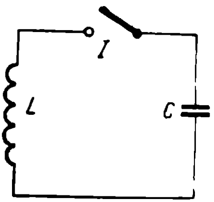


Fig. 3.2. Circuit oscilant electric.

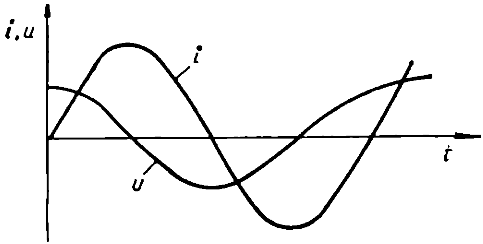


Fig. 3.3. Variația curentului şi a tensiunii în circuitul oscilant din fig. 3.2.

curentului. Electronii din circuit trec pe cealaltă armătură condensatorului, pînă în momentul în care condensatoru s-a încărcat la o tensiune aproape egală cu cea inițială dar de sens contrar. După aceasta procesul se repetă în sen invers.

Atît curentul cît şi tensiunea din circuitul oscilant, fo mat dintr-o bobină şi un condensator, variază deci periodi

în timp, trecînd succesiv prin zerouri şi maxime de sensuri contrare. În fig. 3.3 se arată diagramele de variaţie în timp a curentului şi a tensiunii din circuitul oscilant. Se vede că aceste două mărimi sînt defazate între ele cu 90°; cînd una trece printr-un maxim, cealaltă este zero.

Oscilaţiile descrise sînt libere, din cauză că ele se produc fără o intervenţie exterioară, numai datorită sarcinii iniţiale cu care a fost încărcat condensatorul. Ele se aseamănă foarte mult cu oscilaţiile pendulului.

3.2. PROPRIETĂŢI ALE OSCILAŢIILOR DIN CIRCUITUL INDUCTANŢĂ — CAPACITATE

3.2.1. FRECVENŢA OSCILAŢIILOR LIBERE

Ca şi în cazul oscilaţiilor mecanice, se constată că frecvenţa oscilaţiilor libere, numită şi frecvenţă proprie a circuitului oscilant electric, nu depinde de amplitudinea oscilaţiilor. Ea depinde numai de parametrii circuitului şi nu de modul în care am cedat energia iniţială circuitului.

Experienţa arată că perioada oscilaţiilor libere este cu atît mai mare, cu cît capacitatea condensatorului şi inductanţa bobinei sînt mai mari. Această proprietate se poate explica în modul următor. Dacă mărim capacitatea condensatorului, timpul necesar încărcării lui creşte, deoarece la aceeaşi tensiune sarcina cu care se încarcă este mai mare, deci şi numărul de electroni se măreşte. Mărirea inductanţei duce, la rîndul ei, la o creştere şi o descreştere mai înceată a curentului din circuit, deoarece o inductanţă mai mare opune o rezistenţă mai mare variaţiilor curentului. Prin urmare, dacă inductanţa şi capacitatea cresc, oscilaţiile vor fi mai încete, deci perioada va fi mai mare şi frecvenţa mai mică.

În practică este foarte important să ştim exact valoarea frecvenţei proprii a circuitului inductanţă-capacitate.

Formula frecvenţei proprii este:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{LC}}.$$

În această formulă inductanţa este exprimată în henı iar capacitatea în farazi; în acest caz frecvenţa rezultă herţi. O altă formă practică care exprimă frecvenţa propı este următoarea:

$$f_0(\text{MHz}) = \frac{159}{\sqrt{L(\mu\text{H})C(\text{pF})}},$$

unde s-a indicat între paranteze unitatea de măsură ca trebuie folosită pentru fiecare mărime în parte.

Folosind bobine de construcţii diferite, cu o gamă lai de valori ale inductanţei şi condensatoare cu capacit diferite, se pot realiza circuite oscilante în care frecve proprie poate avea valori de la cîţiva herţi la cîteva sute milioane de herţi.

3.2.2. OSCILAŢII ÎNTREŢINUTE (FORŢATE)

Spre deosebire de oscilaţiile libere, oscilaţiile întreţ nute, numite şi oscilaţii forţate, nu se produc numai dat rită unui impuls iniţial, ci ele sînt menţinute (întreţinut prin acţiunea unui agent exterior.

De exemplu, în cazul sistemelor oscilante mecanice, osc laţiile întreţinute se obţin dacă se aplică sistemului o for exterioară, periodică. Pendulul dintr-un ceasornic nu execut oscilaţii libere, ci întreţinute, datorită mecanismului caı îi aplică cîte un impuls la fiecare perioadă; tot aşa, un leagă pe care o persoană îl împinge execută oscilaţii întreţinute care nu mai sînt amortizate ca cele libere.

Într-un circuit oscilant electric obţinem oscilaţii întreţ nute dacă îl conectăm la un generator de curent alternativ Curentul care va circula prin circuitul oscilant nu va mai amortizat, ci va avea o amplitudine constantă, determinat de generator; frecvenţa oscilaţiilor nu va mai depinde d circuitul oscilant, ci va fi egală cu frecvenţa tensiunii electro motoare a generatorului, oricare ar fi valoarea acestei frec venţe. Constatăm, deci, că proprietăţile oscilaţiilor întreţi nute sînt cu totul altele decît cele ale oscilaţiilor libere; ar putea să le rezumăm în cele ce urmează:

a) Amplitudinea oscilaţiilor întreţinute depinde de ten siunea electromotoare a generatorului şi de relaţia dintr frecvenţa generatorului şi frecvenţa proprie a circuitului

b) Oscilaţiile întreţinute sînt neamortizate, adică au amplitudine constantă în timp (fig. 3.4).

c) Frecvenţa oscilaţiilor întreţinute este egală cu frecvenţa tensiunii electromotoare a generatorului şi nu depinde în nici un fel de inductanţa şi de capacitatea circuitului oscilant.

Ultimile două din aceste proprietăţi sînt oarecum fireşti şi nu ne surprind. Mai interesantă este afirmaţia cuprinsă

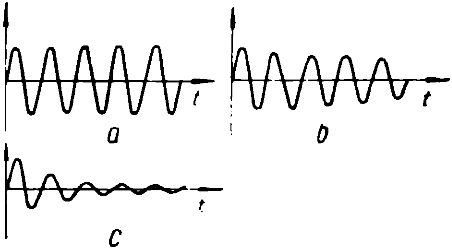


Fig. 3.4. Diferite tipuri de oscilaţii electrice:
a — oscilaţii neamortizate (întreţinute); *b* — oscilaţii slab amortizate; *c* — oscilaţii puternic amortizate.

la punctul a), conform căreia amplitudinea oscilaţiilor depinde de relaţia dintre frecvenţa tensiunii electromotoare aplicate şi frecvenţa proprie a circuitului. Deci nu este indiferent cu ce frecvenţă aplicăm tensiunea electromotoare exterioară; circuitul oscilant are proprietăţi de ***selectivitate***, adică nu se comportă la fel faţă de orice frecvenţă.

3.2.3. REZONANŢA

Dacă frecvenţa forţei exterioare care acţionează asupra unui sistem oscilant mecanic este mult diferită de frecvenţa lui proprie, amplitudinea oscilaţiilor va fi relativ mică. Va trebui cheltuită o energie destul de mare pentru a putea produce oscilaţii de amplitudine mai importantă.

Dacă însă frecvenţa exterioară este apropiată de frecvenţa proprie a sistemului, oscilaţiile pot fi întreţinute cu o cheltuială minimă de energie. Această energie din exterior este necesară doar pentru a compensa micile pierderi din sistemul

oscilant; astfel el oscilează singur, forța exterioară contribuind numai la menținerea constantă a amplitudinii oscilațiilor, care fără intervenția ei ar scădea în timp. Sistemul oscilant „răspunde" deci la forța exterioară numai dacă frecvența acesteia este apropiată de frecvența proprie a sistemului; de fapt, cuvîntul *rezonanță*, prin care se denumește fenomenul descris, înseamnă chiar „răspuns".

Rezonanța prezintă o importanță foarte mare în natură și în tehnică. O forță exterioară foarte puternică poate fi nevătămătoare pentru o construcție, pe cînd o altă forță slabă poate distruge o clădire dacă frecvența ei coincide cu frecvența de rezonanță mecanică a unuia din elementele construcției; astfel, s-au observat cazuri cînd un pod s-a dărîmat atunci cînd un grup de ostași l-au traversat pășind ritmic, cu o frecvență egală cu frecvența proprie a podului.

Fenomenul de rezonanță în circuitele oscilante electrice are aceleași particularități ca și rezonanța mecanică. Oscilațiile întreținute au amplitudinea maximă atunci cînd frecvența generatorului este egală cu frecvența proprie a circuitului; din această cauză, frecvența proprie se mai numește și *frecvență de rezonanță**)

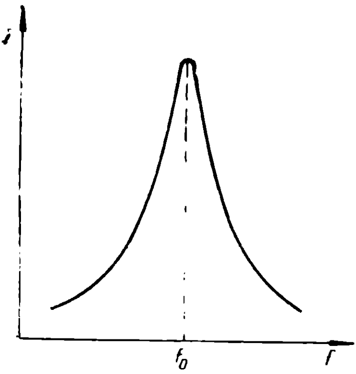


Fig. 3.5. Curbă de rezonanță.

Dacă menținem constantă tensiunea electromotoare aplicată circuitului oscilant și variem frecvența ei, obținem diferite valori ale amplitudinii oscilațiilor din circuit; trecînd într-o diagramă valorile amplitudinii oscilațiilor în funcție de frecvență obținem o curbă care se numește *curbă de rezonanță*. În fig. 3.5 este arătată o asemenea curbă de rezonanță. Se observă creșterea amplitudinii

* De fapt, frecvența de rezonanță diferă puțin de frecvența proprie a circuitului; această diferență este însă foarte mică, mai ales la circuitele cu pierderi mici, astfel că ea nu se ia în considerare la calculul circuitelor folosite în radiotehnică.

în apropierea frecvenţei de rezonanţă şi maximul ei, care are loc practic la o frecvenţă egală cu frecvenţa de rezonanţă.

Pierderile din circuit au o influenţă foarte mare asupra formei curbei de rezonanţă. Vom vedea că factorul care deter-

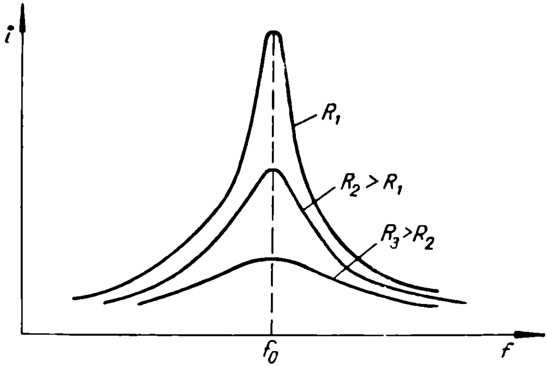


Fig. 3.6. Curbe de rezonanţă pentru diferite valori ale rezistenţei circuitului oscilant.

mină forma acestei curbe este raportul dintre reactanţa bobinei la rezonanţă (egală cu reactanţa condensatorului) şi rezistenţa din circuit, numit şi *factor de calitate* al circuitului oscilant.

În fig. 3.6 sînt reprezentate trei curbe de rezonanţă ale aceluiaşi circuit oscilant, avînd aceleaşi valori ale inductanţei şi ale capacităţii, dar valori diferite ale rezistenţei (obţinute, de exemplu, adăugînd în serie în circuit nişte rezistenţe suplimentare). Se observă că, o dată cu mărirea rezistenţei circuitului, se produc două modificări ale curbei de rezonanţă: amplitudinea maximă scade, iar curba de rezonanţă devine mai puţin ascuţită (mai plată). Pentru a obţine curbe de rezonanţă ascuţite, adică circuite oscilante selective, trebuie ca rezistenţa lor să fie cît mai mică.

3.3. CIRCUITE OSCILANTE SERIE ŞI PARALEL

Am văzut că pentru a obţine oscilaţii întreţinute într-un circuit oscilant, format dintr-o bobină şi dintr-un condensator, se aplică circuitului tensiunea electromotoare a unui

generator de curent alternativ. Generatorul poate fi introdus în circuitul oscilant în două moduri: în serie, adică întrerupînd circuitul oscilant şi intercalînd generatorul, sau în paralel, lăsînd circuitul iniţial nemodificat şi conectînd generatorul în paralel pe circuit (fig. 3.7).

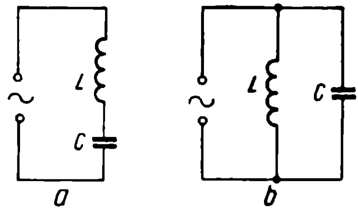


Fig. 3.7. Două tipuri fundamentale de circuite oscilante, după modul de conectare a generatorului: *a* — circuit serie; *b* — circuit paralel.

Se obţin astfel două circuite oscilante de bază, numite *circuit oscilant serie* şi *circuit oscilant paralel* (sau derivaţie). Proprietăţile acestor două circuite sînt diferite, cu toate că fenomenul de rezonanţă este acelaşi în ambele cazuri; de aceea vom examina separat aceste două circuite.

3.3.1. CIRCUITUL OSCILANT SERIE

În fig. 3.8 este reprezentat circuitul oscilant serie, format dintr-o inductanţă L, o capacitate C şi o rezistenţă R. Această rezistenţă înglobează toate rezistenţele din circuit: rezistenţa bobinei, rezistenţa de pierderi a condensatorului (de obicei mică în comparaţie cu rezistenţa bobinei) şi rezistenţa internă a generatorului.

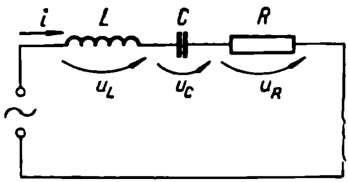


Fig. 3.8. Circuitul oscilant serie.

În fig. 3.9 este reprezentată variaţia cu frecvenţa a impedanţei Z şi a curentului din circuit. Impedanţa este minimă la rezonanţă, iar curentul este maxim.

La rezonanţă şi tensiunile la bornele bobinei, respectiv condensatorului, sînt maxime, deoarece acestea variază ca şi curentul din circuit, lucru care se poate vedea uşor dacă ţinem seamă că aceste tensiuni sînt egale cu produsul dintre curent şi reactanţele respective:

$$U_L = X_L I; \quad U_C = X_C I.$$

Aceste tensiuni variază deci conform unor curbe de rezo-

nanţă care au aceeaşi formă ca şi curba curentului din fig. 3.9.

La rezonanţă cele două tensiuni U_L şi U_C sînt egale între ele, deoarece în această situaţie şi reactanţele X_L şi X_C sînt egale.

Valoarea acestor tensiuni la rezonanţă putem s-o calculăm dacă determinăm mai întîi valoarea curentului. Pentru aceasta, observăm că la rezonanţă impedanţa circuitului este egală cu rezistenţa lui:

$$Z=R,$$

deoarece cele două reactanţe fiind egale şi de semn contrar, se anulează reciproc. Curentul la rezonanţă este deci:

$$I=\frac{U}{R}.$$

Înlocuind această valoare în formulele de mai sus ale lui U_L şi U_C, se obţine că la rezonanţă:

$$U_L=U_C=\frac{X_L}{R}U=\frac{X_C}{R}U.$$

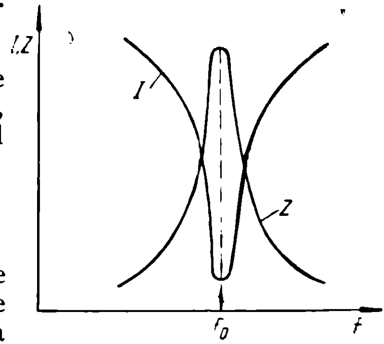


Fig. 3.9. Variaţia cu frecvenţa a impedanţei şi a curentului la circuitul serie.

Rapoartele $\frac{X_L}{R}$ şi $\frac{X_C}{R}$, egale între ele la rezonanţă, se notează cu litera Q şi se numesc *factor de calitate* al circuitului oscilant.

Rezultă:

$$U_L=U_C=QU.$$

Deoarece valoarea factorului de calitate Q este, de obicei, de cîteva zeci sau cîteva sute, se ajunge la constatarea interesantă că *la rezonanţă tensiunea pe bobină şi tensiunea pe condensator sînt mult mai mari decît tensiunea electromotoare a generatorului*. Acest fapt, surprinzător la prima vedere, se poate explica prin aceea, că la rezonanţă tensiunile pe bobină şi pe condensator sînt aproape în antifază, astfel încît deşi ele au valori mari, suma lor algebrică — ţinînd seamă de semnul lor — este mică.

Deoarece raportul dintre tensiunile U_L şi U_C şi tensiunea electromotoare a generatorului este egală cu factorul de calitate Q, acesta se mai numeşte şi *factor de supratensiune*.

Fenomenul de rezonanţă în circuitul serie se mai numeşte *rezonanţă de tensiune*, din cauză că are loc creşterea tensiunilor pe bobină şi pe condensator la valori mai mari decît cea aplicată circuitului.

Circuitul serie este folosit des în radiotehnică, fie pentru a separa un curent de o anumită frecvenţă dintr-un semnal complex, fie pentru a elimina un asemenea curent; prima din aceste acţiuni se numeşte *selectare*, iar a doua *rejectare*.

3.3.2. CIRCUITUL OSCILANT PARALEL

În fig. 3.10 este reprezentat circuitul oscilant paralel, format dintr-o inductanţă L în serie cu o rezistenţă R, ansamblul lor fiind conectat în paralel cu condensatorul C. Generatorul alimentează acest circuit cu tensiunea U. În această reprezentare am neglijat pierderile din condensator, fapt care nu modifică raţionamentele care urmează.

Rezonanţa în circuitul paralel are loc la frecvenţa la care reactanţa inductivă este egală cu reactanţa capacitivă.

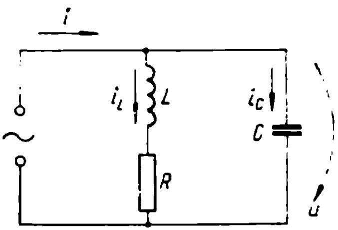


Fig. 3.10. Circuitul oscilant paralel.

Deosebirea cea mai importantă faţă de circuitul serie constă în aceea că, în acest caz, bobinei şi condensatorului li se aplică aceeaşi tensiune (ele fiind legate în paralel), iar curenţii care le străbat sînt, în general, diferiţi, doar la rezonanţă cei doi curenţi sînt egali şi de semne contrare, adică sînt în antifază, deoarece curentul prin bobină este defazat în urma tensiunii comune U cu 90°, iar curentul prin condensator este defazat înaintea acestei tensiuni cu acelaşi unghi. Aceşti doi curenţi sînt aproape în antifază (nu sînt exact în antifază din cauza rezistenţei R, care face ca defazajul dintre I_L şi U să fie puţin mai mic decît 90°); curentul total debitat de generator, fiind egal cu suma alge-

brică a curenţilor I_L şi I_C, va fi deci mult mai mic decît fiecare din aceşti curenţi.

În concluzie, la rezonanţă curenţii din braţele circuitului paralel sînt cu mult mai mari decît curentul total. Din această cauză fenomenul de rezonanţă în circuitul paralel se mai numeşte *rezonanţă de curent*.

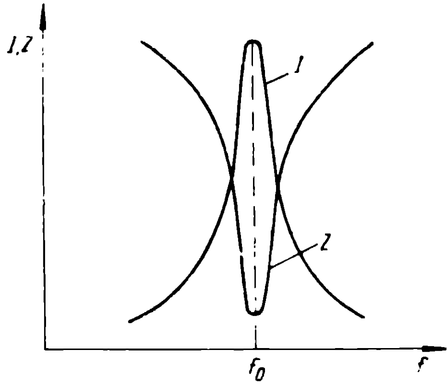


Fig. 3.11. Variaţia cu frecvenţa a impedanţei şi a curentului total la circuitul paralel.

Dacă presupunem că generatorul alimentează cu o tensiune constantă U circuitul paralel, curentul total I va fi minim la rezonanţă, deoarece la alte frecvenţe curenţii din braţele circuitului nu mai sînt egali şi deci nu se mai echilibrează între ei. De aici se deduce că impedanţa circuitului este maximă la rezonanţă. Deci proprietăţile circuitului paralel sînt opuse proprietăţilor circuitului serie; la rezonanţă curentul este minim, iar impedanţa este maximă (fig. 3.11).

Valoarea impedanţei la rezistenţă este:

$$Z=\frac{L}{CR},$$

deci este cu atît mai mare, cu cît rezistenţa proprie a circuitului este mai mică şi cu cît raportul L/C este mai mare.

Dacă folosim expresiile cunoscute ale frecvenţei de rezonanţă şi ale factorului calitate:

$$2\pi f=\frac{1}{\sqrt{LC}};$$

$$Q=\frac{2\pi fL}{R},$$

impedanţa la rezonanţă a circuitului paralel se mai poate pune sub forma

$$Z=QX_L=QZ_C.$$

De aici rezultă că la rezonanţă impedanţa circuitului paralel este de Q ori mai mare decît reactanţa fiecărui braţ al circuitului luat separat.

3.3.3. LĂRGIMEA DE BANDĂ A CIRCUITELOR OSCILANTE

Pînă acum ne-am ocupat mai mult de proprietăţile circuitelor oscilante la frecvenţa de rezonanţă. Este însă foarte important de cunoscut şi comportarea acestor circuite în jurul frecvenţei de rezonanţă. Dintre parametrii care caracterizează această comportare, cel mai important este *lărgimea de bandă* sau simplu, banda circuitului, prin care se înţelege intervalul de frecvenţe din vecinătatea frecvenţei de rezonanţă, în cuprinsul căruia amplitudinea tensiunii de ieşire nu scade sub o anumită fracţiune din valoarea ei de la rezonanţă.

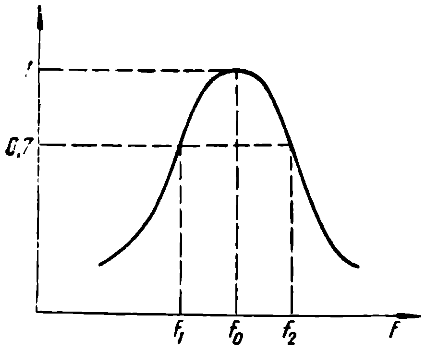


Fig. 3.12. Definirea lărgimii de bandă a unui circuit oscilant.

De obicei se consideră ca lărgime de bandă a unui circuit diferenţa dintre cele două frecvenţe la care mărimea reprezentată în curba de rezonanţă (tensiune sau curent) scade la 70% din valoarea ei de la rezonanţă (fig. 3.12).

Banda de frecvenţe astfel definită serveşte la caracterizarea selectivităţii circuitelor, adică a proprietăţilor lor de a transmite oscilaţii de anumite frecvenţe şi de a le elimina pe cele de alte frecvenţe.

Banda de frecvenţe a circuitelor oscilante, formate dintr-o bobină şi dintr-un condensator, serie sau paralel, poate fi calculată cu formula simplă

$$B=\frac{f_0}{Q},$$

în care:

B este banda circuitului;
f_0 — frecvența de rezonanță;
Q — factorul de calitate al circuitului.

Lărgimea de bandă este deci cu atît mai mică, cu cît factorul de calitate este mai mare. La aceeași valoare a factorului de calitate, lărgimea de bandă crește o dată cu frecvența de rezonanță.

3.4. CIRCUITE OSCILANTE CUPLATE

Se numesc circuite oscilante cuplate acele circuite oscilante la care are loc o transmitere de energie de la unul din circuite la celălalt.

Cel mai obișnuit caz de circuite oscilante cuplate este acela al circuitelor cuplate *inductiv* sau magnetic (fig. **3.13**). Cele două bobine ale acestor circuite formează un transformator. Circuitul primar este alimentat de la un generator de curent alternativ, care produce un curent prin acest circuit. Acest curent creează un flux magnetic prin bobina L_2, care induce o tensiune electromotoare în această bobină. În circuitul secundar ia naștere astfel un curent alternativ, de aceeași frecvență ca și curentul din primar.

Se observă că circuitul secundar se comportă totdeauna ca un circuit serie, deoarece tensiunea electromotoare indusă este în serie în acest circuit.

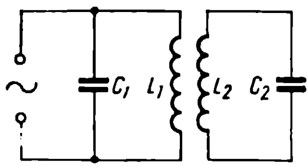


Fig. 3.13. Circuite oscilante cuplate inductiv.

Procesele din circuitele oscilante cuplate sînt mai complicate decît cele din circuitele oscilante simple. Această complicație provine din faptul că există nu numai o influență a primarului asupra secundarului, așa cum s-a arătat, ci și secundarul influențează circuitul primar, curentul din secundar producînd și el o tensiune electromotoare de inducție în primar.

În fig. **3.14** sînt arătate mai multe curbe de rezonanță ale circuitelor cuplate din fig. **3.13**. Prima curbă, care

corespunde circuitelor cuplate slab, nu se deosebeşte mult de curba de rezonanţă obişnuită a unui singur circuit oscilant, cu condiţia ca cele două circuite cuplate să aibă aceeaşi frecvenţă de rezonanţă (acest lucru va fi presupus în cele ce urmează). Pe măsură ce cuplajul creşte, curba îşi

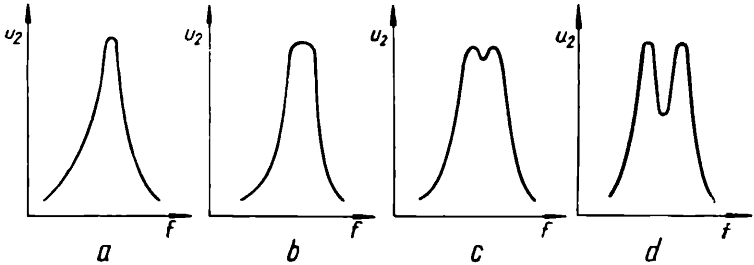


Fig. 3.14. Curbe de rezonanţă ale circuitelor cuplate:
a — la cuplaj slab; *b* — la cuplaj mediu; *c* — la cuplaj strîns; *d* — la cuplaj foarte strîns.

modifică forma, devine mai plată la partea superioară şi, de la un anumit cuplaj începe să aibă două maxime (curbă cu două „cocoaşe"). Tensiunea la bornele secundarului nu mai este maximă, în cazul cuplajului strîns, la frecvenţa de rezonanţă, ci la două frecvenţe diferite de aceasta, una mai mare şi una mai mică decît frecvenţa de rezonanţă. Cu cît cuplajul este mai strîns, cu atît şaua (groapa) dintre cele două „cocoaşe" este mai accentuată. Aceste fenomene sînt datorite tocmai influenţei inverse a circuitului secundar asupra primarului, care în apropierea rezonanţei induce în bobina L_1 o tensiune electromotoare de sens invers curentului din primar, producînd o scădere a acestuia.

4. TUBURI ELECTRONICE

4.1. INTRODUCERE

Cunoaştem cu toţii că „lămpile de radio", sau, sub denumirea lor tehnică „tuburile electronice" constituie elementele esenţiale ale radioreceptoarelor şi ale altor aparate electronice. Simpla examinare exterioară a tuburilor electronice ne spune prea puţin despre construcţia şi funcţionarea lor. Ca şi în alte elemente ale circuitelor electrice, avem de a face cu trecerea unui curent electric, datorită circulaţiei unor particule încărcate cu sarcină electrică. Dar în cazul tuburilor electronice aceste particule se deplasează liber, în spaţii lipsite de aer (în vid) sau prin gaze rarefiate, spre deosebire de conductoarele metalice, unde deplasarea electronilor se produce de la un atom la altul. Particulele purtătoare de sarcină din tuburile electronice sînt, în acest fel, mult mai uşor „de stăpînit", putem acţiona asupra lor, le putem comanda şi dirija prin mijloace simple. Electronii „scăpaţi" din reţeaua atomilor substanţei şi eliberaţi de forţele puternice exercitate de aceştia ne dau posibilitatea să-i accelerăm sau să-i frînăm, să le schimbăm direcţia etc. — şi toate acestea cu o cheltuială minimă de energie. În tuburile electronice se poate obţine *dirijarea unor procese în care intervin energii relativ mari, prin mijloace care necesită energii mici*. Acest principiu stă la baza multor dispozitive folosite azi pentru amplificare, generare, reglare, automatizare, calcul etc.

În afară de aceasta, mişcarea electronilor fiind foarte rapidă, procesele din tuburile electronice au loc într-un timp foarte scurt. De aceea, se spune că *tuburile electronice sînt practic lipsite de inerție*, în comparație cu diferite alte dispozitive electromecanice, ca relee, motoare etc.

Pentru a înțelege funcționarea tuburilor electronice trebuie lămurit mai întîi modul în care electronii pot părăsi interiorul metalului, ieşind în spațiul învecinat: cu alte cuvinte, trebuie explicat fenomenul de *emisie electronică*. Mai departe, trebuie să examinăm deplasarea electronilor în interiorul tuburilor electronice, forțele la care sînt supuşi şi felul în care îi putem comanda din exterior. De asemenea, vom vedea cum sînt construite tuburile electronice de diferite tipuri şi care sînt caracteristicile lor.

4.2. EMISIA ELECTRONICĂ

Am văzut că în metale există totdeauna un număr oarecare de electroni liberi care se mişcă în permanență neregulat, în toate direcțiile. La suprafața metalului, unii electroni părăsesc pentru scurt timp metalul — datorită vitezei cu care vin din interior — întorcîndu-se apoi şi intrînd din nou în metal. Aceşti electroni, în condiții normale, nu ajung departe de suprafața metalului, datorită forțelor de atracție puternice pe care le exercită atomii corpului asupra lor.

Cu cît viteza mişcării dezordonate a electronilor este mai mare, cu atît ei pot ajunge mai departe de suprafața metalului. La viteze suficient de mari, unii electroni se pot îndepărta atît de mult încît scapă de influența atomilor corpului şi rămîn în spațiul înconjurător. Se realizează astfel *emisia electronică*.

Pentru ca fenomenul de emisie electronică să fie destul de puternic (în condiții obişnuite, numărul electronilor emişi este cu totul neînsemnat), este necesar ca printr-un mijloc oarecare să mărim viteza cu care se mişcă electronii în interiorul metalului. Aceasta se poate înfăptui în mai multe feluri:

a) prin încălzirea corpului metalic, accelerînd astfel mişcarea de „agitaţie termică" a electronilor din metal; emisia astfel obţinută se numeşte *emisie termoelectronică*;

b) prin iluminarea suprafeţei corpului metalic cu ajutorul unei radiaţii; se obţine astfel *emisia fotoelectronică*;

c) prin aplicarea unui cîmp electric foarte puternic la suprafaţa corpului, care accelerează mult electronii; această emisie se numeşte *emisie autoelectronică*;

d) prin bombardarea suprafeţei metalice cu particule suficient de rapide, care ciocnindu-se cu electronii din metal le măresc acestora viteza; rezultă aşa numita *emisie secundară*.

S-a constatat că nu toate metalele emit la fel de uşor electronii. La unele metale, ca toriul, cesiul, potasiul, sodiul, bariul emisia electronică se obţine relativ uşor: de exemplu încălzindu-le la o anumită temperatură, ele emit de zeci sau sute de ori mai mulţi electroni decît alte metale. Prin acoperirea suprafeţei cu oxizii unor metale ca stronţiu, bariu, emisia creşte de asemenea foarte mult.

Majoritatea tuburilor electronice folosesc emisia termoelectronică. Partea unui tub electronic destinată realizării emisiei electronice se numeşte *catod*. Pentru obţinerea emisiei termoelectronice, catodul este încălzit la o temperatură înaltă, de obicei între +800°C şi +2 200°C, cu ajutorul unui curent electric care trece fie direct prin catod (încălzire directă), fie printr-un conductor special numit *filament* plasat în imediata apropiere a catodului, astfel încît să-i transmită căldura dezvoltată (încălzire indirectă).

4.3. DIODA

Dioda este cel mai simplu tub electronic. Ea are doi electrozi: *catodul* şi *anodul*, introduşi într-un balon de sticlă sau metalic în care este vid.

Catodul, aşa cum am amintit, are rolul de a emite electroni. El constă dintr-un fir sau tub metalic (de obicei din wolfram sau din nichel), acoperit cu un strat emisiv care prin încălzire produce o emisie puternică de electroni. *Catodul încălzit direct* este parcurs de un curent (numit

„de încălzire"), care îl aduce la incandescență (întocmai ca la becurile obișnuite de iluminat). *Catodul încălzit indirect,* mai răspîndit decît primul, are o formă de tub (cilindru gol), în interiorul căruia se află filamentul, sub forma unei sîrme subțiri spiralate. Filamentul, izolat electric de catod, este parcurs de curentul de încălzire.

Anodul are rolul de a capta electronii emiși de catod. Realizat din metal (de obicei din nichel sau din tantal), are forma de cilindru gol care înconjoară catodul, sau forma a două plăci paralele situate de o parte și de alta a catodului. Distanța dintre catod și anod este de obicei mică, de ordinul a cîțiva milimetri sau sub un milimetru.

În fig. 4.1, *a* este reprezentată schematic construcția cea mai răspîndită a diodelor, cu electrozi cilindrici. În fig. 4.1, *b* se poate vedea construcția catodului încălzit indirect. În fig. 4.2 este dată reprezentarea diodei în scheme.

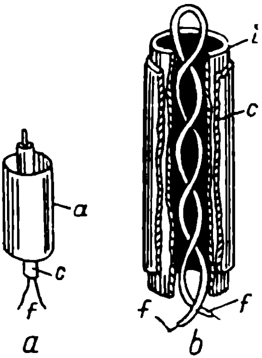


Fig. 4.1. Detalii de construcție a diodei: *a* — construcția diodei cu electrozi cilindrici; *b* — construcția catodului încălzit indirect; *a* — anod; *c* — catod; *f* — filament; *i* — izolator.

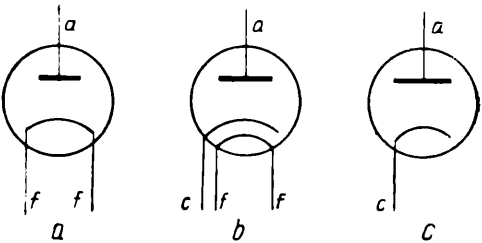


Fig. 4.2. Reprezentarea diodei în scheme: *a* — dioda încălzită direct; *b* — dioda încălzită indirect; *c* — dioda în general (atunci cînd în schemă nu se reprezintă circuitul filamentului).

4.3.1. FUNCȚIONAREA DIODEI

Pentru ca dioda să funcționeze, este necesară dirijarea electronilor emiși de catod, astfel încît ei să ajungă la anod. În acest fel va fi asigurată trecerea curentului prin

diodă şi ea va putea fi intercalată în diverse circuite electrice.

Dacă asupra electronilor nu se exercită forţe exterioare, ei formează un nor în jurul catodului, umplînd o parte din interiorul diodei. Pentru a-i dirija spre anod, trebuie creat un *cîmp electric* între anod şi catod, prin aplicarea unei tensiuni electrice între aceşti electrozi.

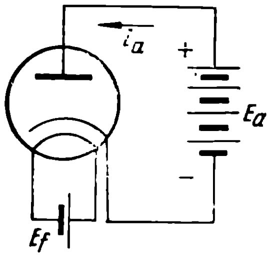


Fig. 4.3. Circuitele diodei.

Se ştie (v. capitolul 1) că orice particulă încărcată este acţionată de forţe în cîmp electric. Dacă în interiorul diodei se formează un cîmp dirijat de la anod spre catod, electronii avînd o sarcină negativă vor fi antrenaţi în sens invers, adică de la catod spre anod. Condiţia ca electronii să circule în diodă — de la catod la anod — este deci *existenţa unei tensiuni* (diferenţe de potenţial) *între anod şi catod, cu plusul la anod şi minusul la catod.*

In fig. 4.3 este reprezentat circuitul unei diode, realizat astfel încît prin diodă să circule curent. Sursa E_f este necesară pentru producerea curentului de încălzire a filamentului*. Sursa E_a creează diferenţa de potenţial dintre anod şi catod cu polaritatea corectă. *Curentul anodic* i_a circulă de la plusul bateriei E_a, prin diodă, la minusul bateriei; acest curent are sensul contrar sensului de deplasare a electronilor. *Deci sensul convenţional al curentului prin diodă este de la anod la catod,* conform sensului în care se mişcă electronii, de la catod la anod.

Din cele arătate rezultă că *prin diodă curentul poate circula într-un singur sens,* din cauză că anodul nu emite electroni. Dacă tensiunea aplicată între anod şi catod — numită şi tensiune anodică — are polaritatea inversă, adică minusul pe anod şi plusul pe catod, electronii emişi de catod vor fi respinşi de anod şi se vor întoarce la catod; prin diodă nu va circula nici un curent. Dioda se comportă ca o supapă (ventil), permiţînd circulaţia curentului într-un

---

* Filamentul poate fi încălzit şi cu curent alternativ, el fiind izolat electric de circuitul anodic.

sens şi întrerupînd circuitul pentru sensul contrar. Nici un conductor metalic obişnuit nu are asemenea proprietăţi; dioda este un *element neliniar*, fapt care este folosit pentru îndeplinirea unor funcţiuni speciale în diferite circuite electronice. Una din acestea este *redresarea* curentului, adică transformarea curentului alternativ în curent continuu.

4.3.2. CARACTERISTICILE ŞI PARAMETRII DIODEI

În cazul unui conductor metalic relaţia dintre curent şi tensiune este dată de bine cunoscuta lege a lui Ohm:

$$I=\frac{U}{R},$$

unde R este rezistenţa conductorului.

La o diodă relaţia dintre curent şi tensiune nu este atît de simplă. Am văzut că curentul anodic depinde de sensul de aplicare a tensiunii anodice, ca şi cum rezistenţa diodei ar avea valori diferite în funcţie de polaritatea tensiunii; o valoare mică pentru un sens şi o valoare foarte mare (infinită) pentru celălalt sens. În afară de aceasta, curentul anodic depinde şi de curentul de încălzire a filamentului. Este deci evident că pentru diodă nu putem scrie, în general, o relaţie simplă, de tipul legii lui Ohm, între curent şi tensiune.

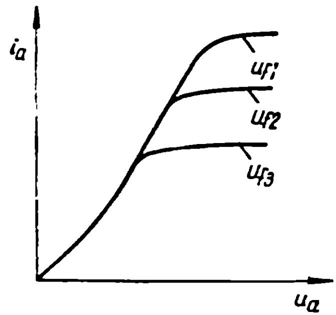


Fig. 4.4. Caracteristici ale diodei pentru diferite valori ale tensiunii de filament ($U_{f_1}>U_{f_2}>U_{f_3}$.)

Se foloseşte în acest scop o reprezentare grafică a relaţiei dintre curentul anodic, şi tensiune anodică, anumită *caracteristică anodică*. În fig. 4.4 sînt reprezentate cîteva asemenea caracteristici, pentru diferite valori ale tensiunii de filament.

Se observă că pentru tensiuni anodice negative (adică tensiuni anodice cu minusul pe anod şi plusul pe catod) curentul anodic are valoarea zero. La tensiuni anodice pozitive, de valoare nu prea mare, curentul anodic creşte

cu tensiunea, fiind independent de tensiunea de filament. Aceasta este regiunea obişnuită de funcţionare a diodelor. Fiecare electron este supus, pe de o parte, unei forţe de respingere din partea celorlalţi electroni în drum spre anod, şi pe de altă parte, unei forţe de atracţie datorită cîmpului electric dintre anod şi catod. Cu cît tensiunea anodică este mai mare, cu atît forţa de atracţie a anodului va fi mai puternică şi mai mulţi electroni vor putea învinge respingerea reciprocă dintre ei, ajungînd astfel la anod. Numărul de electroni şi, în consecinţă, curentul anodic creşte astfel o dată cu mărirea tensiunii anodice.

De la o anumită valoare în sus a tensiunii anodice intervine însă fenomenul de saturaţie a diodei: toţi electronii emişi de catod fiind captaţi de anod, curentul prin tubul electronic nu mai poate creşte, oricît am mări tensiunea anodică, deoarece alţi electroni nu mai există. Curentul anodic rămîne staţionar, la o anumită valoare care depinde de temperatura catodului şi deci de tensiunea de încălzire a filamentului. Aşa se explică ramurile curbei caracteristice din fig. 4.4, corespunzătoare unor valori diferite ale tensiunii de filament.

În mod normal dioda nu funcţionează niciodată la saturaţie. Pe de altă parte, curbura caracteristică în porţiunea ei centrală poate fi neglijată: caracteristica poate fi considerată aproximativ ca un segment de dreaptă. Prin urmare, caracteristica anodică poate fi reprezentată simplificat ca în fig. 4.5, *a*. Pentru comparaţie, în fig. 4.5, *b* s-a desenat caracteristica curent-tensiune a unui conductor obişnuit. Rezultă că pentru tensiuni anodice pozitive caracteristica simplificată a diodei coincide cu aceea a unui conductor metalic. Se poate astfel defini o *rezistenţă internă* a diodei, dată de raportul:

$$R_i = \frac{u_a}{i_a}$$

dintre tensiunea anodică şi curentul anodic, valabilă însă numai pentru tensiuni anodice pozitive. Nu trebuie de asemenea uitat că în realitate R_i reprezintă doar o valoare medie, raportul $\frac{u_a}{i_a}$ nefiind constant, ci variind în funcţie de valoarea tensiunii anodice.

Rezistenţa internă a diodelor de tipurile uzuale este de ordinul zecilor sau sutelor de ohmi.

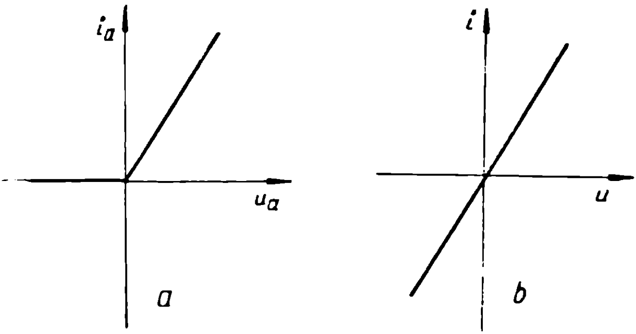


Fig. 4.5. Reprezentarea simplificată a caracteristicii diodei: *a* — aproximarea caracteristicii cu o linie frîntă; *b* — caracteristica unui conductor obişnuit.

4.3.3. PUTEREA CONSUMATĂ ÎN DIODĂ

Dacă atingem cu mîna balonul unui tub electronic simţim că el este cald; la unele tuburi de putere medie sau mare temperatura balonului este atît de ridicată încît nu putem ţine mîna pe ele. De unde provine această încălzire?

S-ar putea crede că este vorba numai despre căldura degajată de catodul incandescent. Totuşi, ne putem convinge uşor că prin simpla alimentare a filamentului încălzirea tubului este destul de redusă. Încălzirea puternică provine de la un alt fenomen, de importanţă deosebită la toate tipurile de tuburi electronice.

Se ştie că orice corp oprit brusc din mişcarea lui se încălzeşte, deoarece energia lui cinetică se transformă în căldură (de exemplu, lovind puternic cu ciocanul într-un obiect, ambele corpuri se încălzesc). Acelaşi fenomen se întîmplă cu electronii din diodă, care bombardează anodul şi cedează acestuia întreaga lor energie cinetică. Anodul diodei se încălzeşte cu atît mai mult cu cît numărul de electroni care ajung la anod este mai mare — deci curentul anodic este mai intens — şi cu cît viteza lor în momentul ciocnirii anodului este mai mare. La rîndul ei, viteza electronilor este determinată de tensiunea anodică ce produce cîmpul elec-

tric accelerator din diodă. Se poate arăta că puterea care se dezvoltă la anodul diodei şi care se transformă în căldură este egală cu produsul dintre tensiunea anodică şi curentul ancdic:

$$P_a = \mu_a i_a.$$

Mărimea P_a se mai numeşte *putere disipată* în diodă (adică puterea „răspîndită" de tub sub formă de căldură).

Temperatura anodului depinde direct de valoarea puterii disipate. Pentru ca această temperatură să nu ajungă la valori periculoase (anodul poate ajunge la roşu şi se poate chiar topi), nu este permisă depăşirea unei anumite puteri disipate maxime admisibile, specificată în cataloage pentru fiecare tip de tub electronic.

4.3.4. CONSTRUCŢIA TUBURILOR ELECTRONICE

Diodele, ca şi alte tuburi electronice, sînt construite în aşa fel încît, pe lîngă parametrii electrici despre care am vorbit în parte pînă aici, să fie

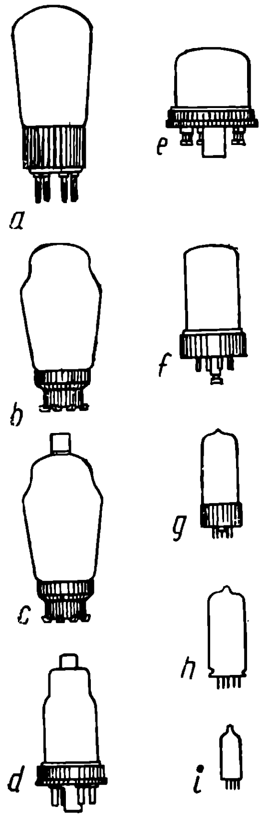


Fig. 4.6. Tipuri constructive de tuburi electronice (aproximativ în ordinea evoluţiei lor în timp):

a — cu balon de sticlă şi piciorușe de contact, fixate în material plastic; *b* — la fel, dar cu contacte laterale; *c* — la fel, dar cu un contact superior (de obicei grila); *d* — balon metalic (tip american) cu piciorușe de contact fixate în material plastic, cheie centrală de ghidaj; *e* — la fel, alt format (tip german), piciorușe aşezate nesimetric; *f* — balon de sticlă, contacte scoase prin sticlă, inel metalic la partea inferioară; *g* — la fel, dar dimensiuni mai mici, cu piesă laterală de ghidaj şi de blocare; *h* — tub miniatură, complet din sticlă, foarte răspîndit în prezent, cu două variante: cu 7 contacte (tip miniatură) sau cu 9 contacte (tip noval); *i* — tip subminiatură, asemănător cu cel precedent, dar de dimensiuni mai mici.

realizate şi anumite cerinţe privind rigiditatea mecanică, conectarea în montaj etc.

Funcţionarea corectă a unui tub electronic este posibilă numai dacă în interiorul său se păstrează un vid înaintat

(cantitatea de aer sau de alte gaze din interior este de obicei sub o milionime din volumul total al balonului). Tubul trebuie să fie perfect etanş; întreaga construcţie a tubului este astfel realizată încît să asigure etanşeitatea necesară.

Pentru introducerea în montaj se folosesc *socluri* speciale în care sînt introduse piciorușele de la partea inferioară a tubului. În fig. 4.6 sînt arătate cîteva sisteme uzuale de realizare a acestor contacte.

Diferitele tipuri de tuburi sînt marcate cu simboluri pentru a putea fi deosebite între ele. Aceste simboluri, formate din grupe de cifre şi litere, indică numărul de electrozi ai tubului, valoarea tensiunii de filament etc.

4.4. TRIODA

Trioda, sau tubul electronic cu trei electrozi, stă la baza întregii electronici, avînd un rol fundamental în majoritatea circuitelor electronice.

În principiu, trioda derivă dintr-o diodă la care s-a introdus un al treilea electrod denumit *grilă*, între catod şi anod. Grila are forma unei site („grătar") sau a mai multor fire plasate în drumul electronilor, care sînt obligaţi să treacă prin „găurile" grilei. Construcţia cea mai răspîndită a triodelor este cilindrică (fig. 4.7): catodul. în formă de tijă, este înconjurat de grila realizată dintr-o sîrmă elicoidală (spiralată), totul fiind plasat în interiorul anodului tubular. Electronii circulă radial, părăsind suprafaţa catodului în toate direcţiile.

În fig. 4.8 este arătată reprezentarea schematică a triodei.

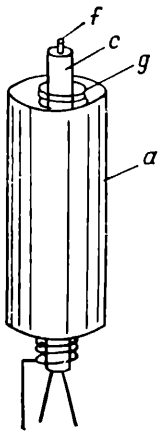


Fig. 4.7. Construcţia triodei: *a* — anod; *g* — grilă; *c* — catod; *f* — filament.

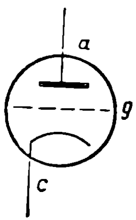


Fig. 4.8. Reprezentarea triodei: *a* — anod; *g* — grilă; *c* — catod.

4.4.1. FUNCȚIONAREA TRIODEI

În mod normal, tensiunea anodului este pozitivă, iar tensiunea grilei este negativă față de catod. Electronii emiși de catod sînt astfel supuși unei forțe de atracție din partea anodului și unei forțe de respingere din partea grilei. Numărul de electroni care ajung la anod, constituind curentul anodic al triodei, depinde de acțiunea simultană a celor două forțe, deci depinde de ansamblul tensiunilor de anod și de grilă. Însă grila fiind mai aproape de catod, ea exercită o influență mult mai mare asupra electronilor decît anodul: în consecință *curentul anodic al triodei este determinat în primul rînd de tensiunea grilei*. Dacă tensiunea grilei devine la un moment dat mai negativă, forța de respingere a electronilor crește și curentul anodic se micșorează; dacă, dimpotrivă, tensiunea grilei devine mai pozitivă, farța de respingere scade și curentul anodic se mărește. Variații relativ mici ale tansiunii grilei produc variații mari ale curentului anodic. În acest fel se realizează o comandă (un reglaj) al curentului prin triodă, lucru imposibil de înfăptuit în cazul diodei.

Cea mai importantă proprietate a triodei este că *acțiunea de comandă a grilei are loc cu o cheltuială minimă de energie.* Într-adevăr grila avînd un potențial coborît ea respinge electronii. Prin grilă nu circulă curent (electronii sînt obligați să ocolească firele grilei, strecurîndu-se printre ele către anod sau întorcîndu-se la catod). Aceasta înseamnă că sursa care creează tensiunea de grilă nu trebuie să cedeze putere, deoarece ea va lucra practic în gol. Se ajunge deci la posibilitatea de a comanda energii relativ mari (prin curentul anodic al triodei), cu ajutorul unor energii infime (în circuitul grilei).

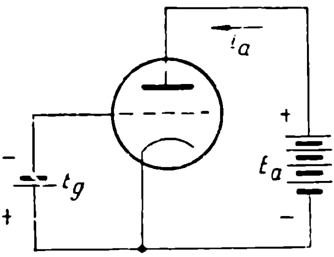


Fig. 4.9. Circuitele triodei.

În fig. 4.9 sînt reprezentate circuitele triodei, cu sursele de curent continuu necesare alimentării electrozilor (alimentarea filamentului nu este figurată). Bateria E_a produce tensiunea anodică, cu plusul spre anod, iar bateria E_g pro-

duce tensiunea de grilă, cu minusul spre grilă. Se observă că ambele baterii au un punct comun, legat la catod.

4.4.2. CARACTERISTICILE TRIODEI

La triodă curentul anodic i_a depinde atît de tensiunea anodică u_a, cît şi de tensiunea de grilă u_g. Pentru a reprezenta acest lucru, nu mai putem folosi o curbă simplă, ca la diodă, ci avem nevoie de mai multe asemenea curbe — adică de o „familie" de curbe. De exemplu, putem da diferite valori tensiunii de grilă, şi pentru fiecare valoare a lui u_g să trasăm curba $i_a=f(u_a)$, adică variaţia curentului anodic în funcţie de tensiunea anodică. Procedînd în acest fel, obţinem *caracteristicile anodice* ale triodei, care au aspectul celor din fig. 4.10.

Pentru $u_g=0$ caracteristica lui i_a seamănă cu cea a unei diode. În adevăr, dacă potenţialul grilei este egal cu al

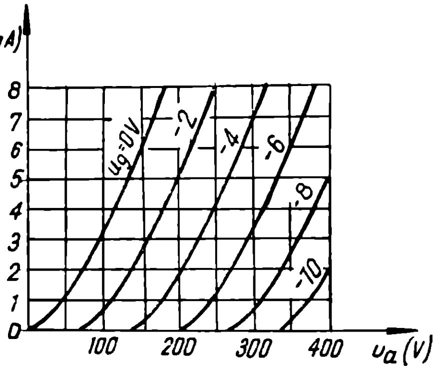


Fig. 4.10. Caracteristici anodice ale triodei.

catodului, ea nu are nici o influenţă asupra electronilor şi fenomenele se petrec asemănător celor de la diodă.

Pe măsură ce tensiunea de grilă ia valori mai negative, caracteristicile i_a-u_a se deplasează spre dreapta, adică spre tensiuni anodice mai mari. Se vede de aici că dacă tensiunea grilei este mai negativă, pentru a obţine acelaşi curent anodic, trebuie să mărim tensiunea anodului.

Se mai observă că tensiunea grilei este de ordinul volţilor, pe cînd tensiunea anodului este de ordinul sutelor de volţi.

Variind cu cîţiva volţi tensiunea grilei, obţinem variaţii foarte mari ale curentului anodic, pe care le-am putea realiza numai modificînd cu zeci sau sute de volţi tensiunea anodică. Aşa cum am mai amintit, *tensiunea grilei are o influenţă mult mai mare asupra curentului anodic decît tensiunea anodică.*

Familia de caracteristici ale triodei poate fi reprezentată şi altfel, menţinînd tensiunea anodică constantă şi trecînd în diagramă curentul anodic în funcţie de tensiunea de grilă. Obţinem astfel *caracteristicile de grilă* ale triodei. Un exemplu de asemenea caracteristici este dat în fig. 4.11.

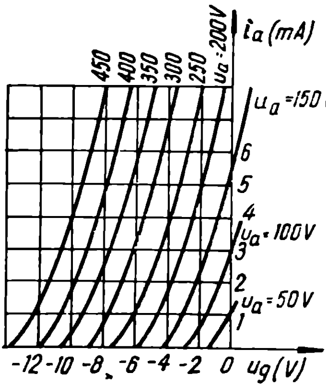


Fig. 4.11. Caracteristici de grilă ale triodei.

4.4.3. PARAMETRII TRIODEI

Ca şi la diodă, *rezistenţa internă* R_i este raportul dintre o variaţie de tensiune anodică şi variaţia corespunzătoare de curent anodic, tensiunea de grilă fiind menţinută fixă. Rezultă deci că aceasta reprezintă rezistenţa în curent alternativ a triodei. Determinarea rezistenţei interne a triodei se poate face cu uşurinţă pe caracteristicile acesteia, aşa cum se arată în fig. 4.12, cu relaţia:

$$R_i = \left.\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}\right|_{u_g=constant}$$

În cazul triodei se mai pot defini încă doi parametri, şi anume: panta S şi factorul de amplificare μ.

Prin *panta* S a unei triode se înţelege raportul dintre variaţia curentului anodic şi variaţia corespunzătoare a tensiunii de grilă, tensiunea anodică fiind menţinută constantă. Determinarea acestui parametru se poate face cu ajutorul caracteristicilor din fig. 4.13, folosind relaţia:

$$S = \left.\frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}\right|_{u_a=constant}$$

Prin *factorul de amplificare* μ se înţelege raportul dintre variaţia tensiunii anodice şi variaţia corespunzătoare a tensiunii de grilă, curentul anodic fiind menţinut constant.

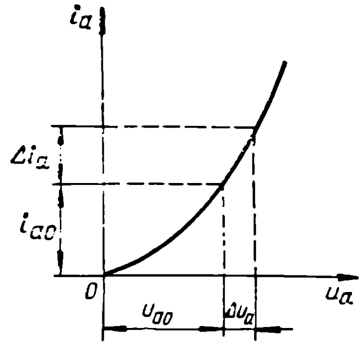


Fig. 4.12. Determinarea rezistenţei interne.

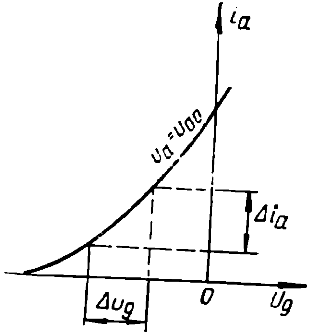


Fig. 4.13. Determinarea pantei.

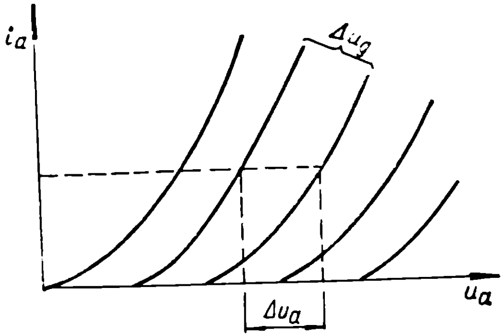


Fig. 4.14. Determinarea factorului de amplificare.

Întrucît la creşterea tensiunii anodice este necesar să se micşoreze tensiunea de grilă pentru a menţine curentul anodic constant, variaţiile acestor două tensiuni sînt de semne contrare şi, din acest motiv, raportul lor trebuie luat cu semnul — (minus). Determinarea acestui parametru se face pe caracteristicile tubului, aşa cum se arată în figura 4.14 cu ajutorul relaţiei:

$$\mu = -\left.\frac{\Delta u_a}{\Delta u_g}\right|_{i_a=constant}$$

Aceşti trei parametri nu sînt independenţi, între ei existînd relaţia:

$$SR_i = \mu.$$

În fiecare punct de funcţionare din planul caracteristicilor tubului, aceşti parametri au anumite valori, care în general diferă de la un punct la altul. De asemenea, pentru un anumit tip de tub, la acelaşi punct de funcţionare, valorile acestor parametri diferă de la un exemplar la altul. Valorile medii ale parametrilor, în jurul unui anumit punct de funcţionare luat în porţiunea rectilinie a caracteristicilor, caracterizează tubul respectiv şi sînt indicate de obicei în cataloage.

Pentru a lămuri mai bine semnificaţia şi modul de determinare a parametrilor triodelor, să luăm un exemplu concret. În fig. 4.15 sînt reprezentate caracteristicile anodice

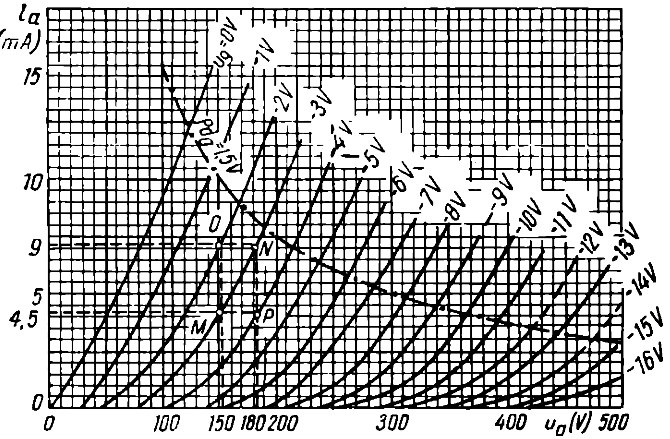


Fig. 4.15. Exemplu de determinare a parametrilor unei triode (dubla triodă de tip ECC 40).

ale uneia din cele două triode din dubla triodă ECC 40. Ne propunem să determinăm parametri în jurul punctului M în care $u_a=180$ V, $u_g=-3$ V, $i_a=4{,}5$ mA.

Pentru determinarea rezistenţei interne, ne deplasăm pe curba $u_g=$ *constant* ($u_g=-3$ V) pînă în punctul N, în care

$u_a=180$ V şi $i_a=9$ mA. Variaţia tensiunii anodice este

$$\Delta u_a=180-150=30 \text{ V},$$

iar variaţia corespunzătoare a curentului anodic este

$$\Delta i_a=9-4{,}5=4{,}5 \text{ mA}.$$

Rezultă rezistenţa internă

$$R_i=\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}=\frac{30}{4{,}5}=6{,}67 \text{ k}\Omega.$$

Pentru determinarea pantei, trebuie să păstrăm pe u_a constant. În consecinţă ne deplasăm din punctul M pe verticală pînă în punctul O, în care $u_g=-2$ V şi $i_a=9$ mA. Variaţia curentului anodic este:

$$\Delta i_a=9-4{,}5=4{,}5 \text{ mA},$$

iar variaţia corespunzătoare a tensiunii de grilă este

$$\Delta u_g=-2-(-3)=1 \text{ V}.$$

Panta are deci valoarea

$$S=\frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}=\frac{4{,}5}{1}=4{,}5 \text{ m A/V}.$$

În sfîrşit, pentru determinarea factorului de amplificare ne deplasăm pe orizontală astfel ca $i_a=constant$, pînă în punctul P în care $u_a=180$ V şi $u_g=-4$ V. Variaţia tensiunii anodice este:

$$\Delta u_a=180-150=30 \text{ V},$$

iar variaţia tensiunii grilei este

$$\Delta u_g=-4-(-3)=-1 \text{ V}.$$

Rezultă următoarea valoare a factorului de amplificare

$$\mu=-\frac{\Delta u_a}{\Delta u_g}=-\frac{30}{-1}=30.$$

Se verifică imediat relaţia

$$SR_i=4{,}5\cdot 6{,}67=30=\mu.$$

În concluzie, trebuie reținut că:

— rezistența internă caracterizează influența tensiunii anodice asupra curentului anodic al triodei;

— panta caracterizează influența tensiunii de grilă asupra curentului anodic;

— factorul de amplificare arată de cîte ori este mai puternică influența tensiunii grilei decît cea a tensiunii anodice asupra curentului anodic

4.5. TETRODA ŞI PENTODA

Tubul cu trei electrozi prezintă o capacitate relativ mare între grilă şi anod. Din acest motiv, în unele scheme electronice el nu poate fi folosit. Eliminarea acestui defect se fac prin introducerea unui electrod suplimentar, obținîndu-se un tub cu patru electrozi, numit *tetrodă*.

Pentru a înțelege îmbunătățirea adusă de tetrodă față de triodă, să lămurim mai întîi printr-un exemplu fenomenul de ecranare. Să considerăm schema din fig. 4.16 în care datorită condensatorului C, un generator de tensiune alternativă face să treacă un curent prin rezistorul R.

Dacă între plăcile condensatorului C se introduce o armătură metalică ce se leagă ca în fig. 4.17, atunci prin

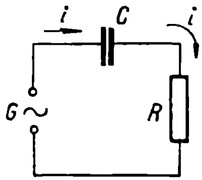


Fig. 4.16. Circuit de curent alternativ cu condensator.

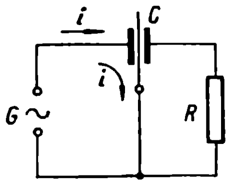


Fig. 4.17. Ecranarea circuitului din fig. 4.16.

R nu mai circulă curent, deoarece acesta se închide prin legătura armăturii. Se spune în acest caz că rezistorul R este ecranat față de generatorul G. Rezultă, deci, că prin această operație de ecranare se poate elimina efectul unor capacități nedorite. Astfel, pentru a elimina efectul capa-

citāţii dintre grilă şi anodul triodei, între grilă şi anod se introduce un nou electrod, numit *ecran*, al cărui potenţial se menţine fix şi egal cu potenţialul catodului. Evident, ecranul trebuie realizat tot sub forma unei grile, pentru a permite trecerea electronilor spre anod.

Potenţialul aplicat pe ecran este de regulă pozitiv, şi din acest motiv, o parte din electroni sînt captaţi de acesta, ceea ce duce la apariţia unui curent în circuitul de ecran; acest curent este de 4 ··· 10 ori mai mic decît curentul anodic.

În fig. 4.18 este dată reprezentarea schematică a tetrodei.

Prezenţa ecranului la tetrodă produce unele efecte perturbatoare care fac utilizarea ei mai restrînsă. Bombardarea anodului cu electroni produce o emisie secundară de electroni care sînt atraşi de ecran, dacă potenţialul acestuia este mai ridicat decît al anodului; în această situaţie, curentul anodic scade şi curentul de ecran creşte. Caracteristica $i_a—u_a$ ia o formă particulară, cu o „groapă" în regiunea tensiunilor anodice mici. Pentru evitarea acestui fenomen, tetrodele de putere se realizează sub formă de *tetrodă cu fascicul dirijat*: electrozii sînt astfel construiţi încît

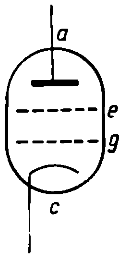


Fig. 4.18. Tetrodă:
a — anod; *e* — ecran; *g* — grilă; *c* — catod.

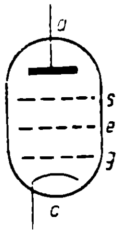


Fig. 4.19. Pentodă:
a — anod; *s* — supresor; *e* — ecran; *g* — grilă; *c* — catod.

„norul" de electroni dintre anod şi ecran respinge electronii „secundari" emişi de anod, care se întorc astfel la anod.

Soluţia radicală este totuşi aceea a *pentodei*, tubul cu cinci electrozi, foarte răspîndit în electronica actuală (fig. 4.19). La pentodă s-a introdus un nou electrod, *grila*

supresoare (sau simplu, *supresorul*) între anod şi ecran. Avînd un potenţial scăzut — de obicei ea este legată la catod — exercită o forţă de respingere asupra electronilor emişi de anod (prin emisie secundară), care nu mai pot ajunge la ecran. Pe de altă parte, electronii care vin de la catod cu viteză mare pătrund nestingheriţi printre firele rare ale grilei supresoare.

Pentru a arăta efectul de ecranare obţinut la tetrode şi la pentode, amintim că la triode capacitatea anod-grilă este de obicei de cîţiva picofarazi; la tetrode aceeaşi capacitate este de ordinul 0,01 ··· 0,05 pF, iar la pentode ea este şi mai mică, de 0,001 ··· 0,003 pF.

Caracteristicile pentodei diferă într-o oarecare măsură de cele ale triodei, datorită prezenţei ecranului care are, în orice regim normal de funcţionare a pentodei, un potenţial pozitiv ridicat. Datorită acestui fapt, curentul anodic nu poate fi anulat prin reducerea tensiunii anodului, aşa cum se întîmplă la triodă; în general, la pentodă tensiunea anodică are o influenţă foarte redusă asupra curentului anodic. Aceasta se datoreşte faptului că anodul este relativ

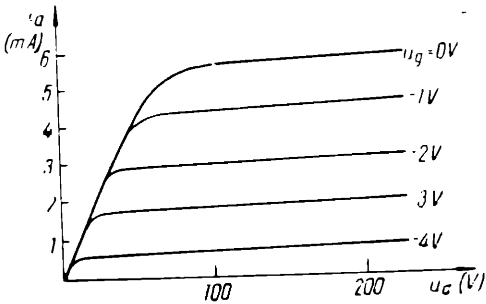


Fig. 4.20. Caracteristici anodice ale unei pentode.

departe de catod şi ecranat faţă de acesta de către cei trei electrozi intermediari: grila, ecranul şi supresorul.

În fig. 4.20 sînt reprezentate caracteristicile anodice ale unei pentode. Se vede că toate caracteristicile pornesc din origine (punctul $i_a=0$, $u_a=0$). Ele au o porţiune întinsă

aproape rectilinie şi paralelă cu axa tensiunii anodice — semn al influenţei foarte mici pe care o are variaţia tensiunii anodice asupra curentului anodic. Funcţionarea pentodelor are loc aproape totdeauna în această regiune rectilinie a caracteristicilor.

Parametrii pentodelor sînt ca şi la triode: rezistenţa internă, panta şi factorul de amplificare. Panta pentodelor este de acelaşi ordin de mărime ca şi cea a triodelor, de obicei între 1 mA/V şi 15 mA/V. În schimb, ceilalţi doi parametri au valori mult diferite: rezistenţa internă este foarte mare, de obicei între 50 kΩ şi 1 MΩ, iar factorul de amplificare este şi el mare, de ordinul sutelor sau miilor.

4.6. ALTE TUBURI ELECTRONICE CU VID

În practică se folosesc o mare diversitate de tipuri de tuburi electronice. Principiul de bază al acestora — care a reieşit din cele arătate pînă aici — este acelaşi: electronii emişi de catod sînt acceleraţi de unul sau mai mulţi electrozi avînd un potenţial pozitiv ridicat (de tipul anodului şi ecranului), sînt comandaţi de una sau mai multe grile şi sînt captaţi de anod (sau „colector"). În funcţie de destinaţia lor, tuburile electronice diferă prin numărul şi rolul electrozilor, particularităţi constructive etc.

4.6.1. TUBURI MULTIGRILE

Adesea este necesar să se comande curentul anodic al unui tub prin două tensiuni de comandă. În acest scop, într-un tub electronic se pot introduce două grile de comandă, obţinîndu-se o *hexodă*. Din punct de vedere constructiv hexoda este similară unei triode, cu deosebirea că grila ecran este realizată sub forma a două grile separate, iar între acestea se introduce cea de-a doua grilă de comandă. Acest tub se reprezintă simbolic ca în fig. 4.21.

Hexoda prezintă aceleaşi dezavantaje ca şi tetroda şi, din acest motiv, este necesară introducerea unei grile suplimentare pentru eliminarea emisiei secundare a anodului.

Se ajunge în modul acesta la un tub cu şapte electrozi, denumit heptodă, a cărei reprezentare simbolică este arătată în fig. 4.22.

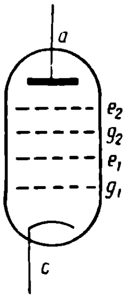


Fig. 4.21. Hexodă:
a — anod; e_1, e_2 — ecrane; g_1, g_2 — grile; c — catod.

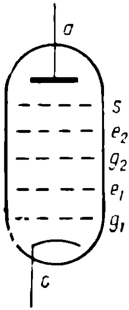


Fig. 4.22. Heptodă:
a — anod; s — supresor; e_1, e_2 — ecrane; g_1, g_2 — grile; c — catod.

4.6.2. TUBURI MULTIPLE

Numeroase aparate electronice conţin mai multe tuburi electronice. Din acest motiv este avantajoasă intrcducerea a două sau mai multor sisteme de electrozi corespunzători fiecărui tub, într-o incintă comună, realizîndu-se un tub multiplu. Sistemele respective de electrozi pot fi complet separate sau, eventual, pot avea catodul comun. În modul acesta se pot obţine duble diode, duble triode, triode-pentode, duble pentode etc. Recurgîndu-se la acest procedeu se realizează economie de material şi de spaţiu, acelaşi aparat putînd fi realizat cu un număr mai mic de tuburi.

4.7. TUBURI CU GAZ

Pe lîngă tuburile electronice cu vid, analizate pînă aici, se utilizează pe scară largă tuburi umplute cu gaz. Acestea au proprietăţi deosebite, datorită prezenţei moleculelor de gaz care sînt ciocnite de electroni în drumul lor de la catod la anod.

4.7.1. TUBURI DE GAZ CU CATOD CALD

Tuburile cu gaz conţin de obicei un sistem de doi sau mai mulţi electrozi. În incinta acestor tuburi se găseşte un gaz (neon, vapori de mercur etc.) Conductibilitatea electronică a acestor tuburi se realizează atît prin electroni, cît şi prin fenomenul de ionizare. Electronii emişi de catod şi acceleraţi de tensiunea anodică se ciocnesc de moleculele de gaz provocînd ionizarea acestora. La rîndul lor, ionii pozitivi care se formează au tendinţa să se deplaseze în sens opus fasciculului de electroni, adică spre catod. Viteza de deplasare a ionilor este însă mult mai mică decît cea a electronilor, datorită faptului că aceştia au o masă mult mai mare. Dacă tensiunea anodică depăşeşte o anumită valoare, acest proces de ionizare se dezvoltă în avalanşă, întrucît electronii care se produc sînt, la rîndul lor, acceleraţi spre anod şi determină noi ionizări ale moleculelor de gaz. Dacă tensiunea anodică nu depăşeşte o anumită valoare, viteza iniţială a electronilor nu este suficientă pentru a provoca ionizarea. Această valoare de prag se numeşte *tensiune de ionizare*.

Dioda cu gaz (sau *gazotronul*) conţine doi electrozi, catodul şi anodul. Caracteristica curent-tensiune (fig. 4.23) arată că, după depăşirea tensiunii de ionizare curentul anodic variază în limite foarte largi la variaţii relativ mici ale tensiunii anodice. O altă particularitate a diodei cu gaz este determinată de faptul că procesul de ionizare şi dezionizare a gazului din tub nu poate avea loc instantaneu. Din acest motiv, dacă tensiunea anodică trece repede de la valori pozitive la valori negative, există pericolul ca tubul să conducă şi în sens invers sensului normal de conducţie, fenomen ce poate să apară datorită prezenţei particulelor ionizate care nu au timp să se recombine cu electronii pentru a deveni neutre din punct de vedere electric. Cu alte cuvinte, tubul cu gaz are „inerţie" relativ mare în comparaţie cu un tub cu vid.

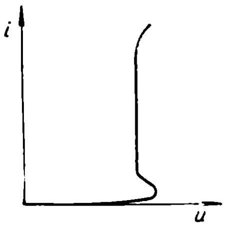


Fig. 4.23. Caracteristica curent-tensiune a unei diode cu gaz.

Se construiesc şi tuburi cu gaz cu trei electrozi, care se numesc *tiratroane*. Un asemenea tub conţine un sistem de electrozi format dintr-un catod, o grilă foarte deasă şi un anod.

Faţă de funcţionarea unei triode cu vid, funcţionarea unui tiratron prezintă o importantă particularitate. Dacă se aplică o tensiune negativă pe grilă, astfel încît fascicului de electroni să nu poată ajunge la anod, tubul se găseşte în stare de blocare. Dacă se reduce treptat valoarea tensiunii de grilă, curentul anodic apare la un moment dat şi, o dată cu el, fenomenul de ionizare. Dacă acum se micşorează din nou valoarea tensiunii de grilă, această variaţie nu mai are nici o influenţă asupra curentului anodic. Lucrul acesta se explică prin aceea că în jurul grilei — situată la o tensiune negativă — se formează un nor de ioni pozitivi care anihilează complet efectul tensiunii negative de grilă. Rezultă, deci, că prin tensiunea de grilă se poate comanda doar deschiderea unui tiratron, dar nu se poate realiza blocarea curentului anodic al acestuia. Pentru a reduce la zero curentul anodic este necesară aducerea la o valoare apropiată de zero a tensiunii anodice. În acest caz se produce dezionizarea gazului din tub şi efectul de comandă al tensiunii de grilă reapare.

4.7.2. TUBURI CU GAZ CU CATOD RECE

Tuburile cu catod rece sînt realizate dintr-un sistem de electrozi dispuşi într-o incintă umplută cu gaz inert, de obicei cu neon. Avantajul dispozitivului constă în aceea că nu este necesar să fie încălzit catodul. Pentru amorsarea iniţială a descărcării în gaz, care are loc în interiorul tubului, se introduce un mic electrod legat cu catodul în imediata vecinătate a anodului; între acest electrod şi catod apare descărcarea iniţială care se extinde apoi în tot tubul.

Caracteristica tensiune-curent a acestui tub are formă similară cu cea arătată în fig. 4.25. Din alura acestei caracteristici se constată posibilitatea de a folosi acest tub ca stabilizator de tensiune, întrucît la variaţii relativ mari ale curentului prin tub tensiunea la bornele acestuia rămîne practic neschimbată.

Tuburile cu catod rece se folosesc frecvent şi ca tuburi semnalizatoare.

4.8. TUBURI CATODICE

Tuburile catodice sînt nişte tuburi electronice de construcţie specială, care permit vizualizarea pe un ecran fluorescent a formei tensiunilor care li se aplică.

Constructiv aceste tuburi sînt realizate sub forma unor baloane de sticlă vidate, de formă aproximativ conică, fiind

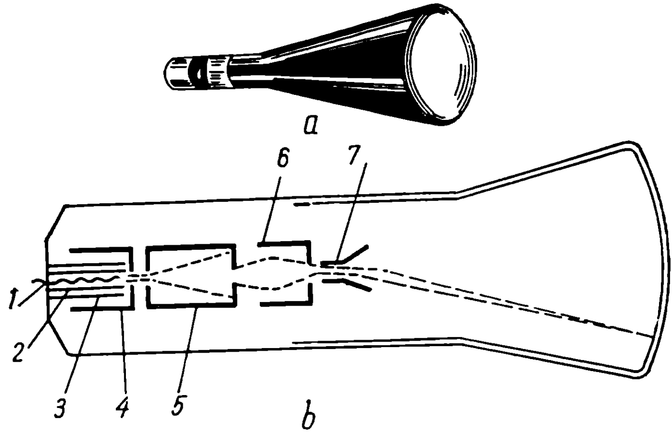


Fig. 4.24. Tub catodic:

a — aspect; *b* — construcţie; *1* — catod; *2* — filament; *3* — ecranul catodului; *4* — grila de comandă; *5* — primul anod de accelerare; *6* — al doilea anod de accelerare; *7* — plăci de deflexie; *8* — ecran fluorescent.

prevăzute la bază cu un ecran acoperit cu o substanţă ce devine luminescentă atunci cînd este bombardată cu un fascicul de electroni. Acest fascicul de electroni este generat cu ajutorul unui „tun" de electroni plasat în extremitatea opusă a tubului.

Tunul de electroni este, în fond, un sistem de electrozi care conţine un catod care emite electroni, o grilă de comandă prevăzută cu o deschidere circulară pentru comanda fasciculului de electroni şi un sistem de unul sau mai mulţi anozi cilindrici destinaţi accelerării şi concentrării fasciculului de electroni. Întregul sistem funcţionează după acelaşi principiu ca electrozii unei triode, iar dacă anozii au potenţiale potrivit alese, se poate asigura concentrarea

fasciculului de electroni astfel, încît aceştia să lovească ecranul luminescent într-un singur punct.

Construcţia acestui tub este arătată schematic în fig. 4.24.

Pentru a permite deplasarea punctului luminos pe ecran este necesară devierea fasciculului de electroni faţă de axul tubului. Aceasta se realizează trecînd fasciculul printre două perechi de plăci pe care se aplică tensiuni convenabile*. Aceste plăci deviază fasciculul de electroni dinspre placa situată la potenţialul negativ către placa situată la potenţialul pozitiv, şi se numesc plăci de deflexie. Perechea de plăci orizontale deviază fasciculul pe verticală, iar perechea de plăci verticale îl deviază pe orizontală.

Aplicînd tensiuni convenabile pe cele două perechi de plăci, punctul luminos poate lua orice poziţie pe ecranul fluorescent. Această posibilitate este folosită în aparatele numite osciloscoape pentru a „desena" pe ecran curba de variaţie în timp a unui curent sau a unei tensiuni. La cinescoape — tuburi catodice utilizate în receptoarele de televiziune — bobinele de deflexie care înlocuiesc plăcile de deflexie asigură „acoperirea" întregului ecran de către punctul luminos.

Cu ajutorul grilei de comandă se poate modifica intensitatea luminoasă a punctului de pe ecran. Mărind sau micşorînd tensiunea grilei, creşte respectiv scade numărul de electroni din fasciculul trimis către ecran, întocmai ca la o triodă. Acest procedeu stă la baza formării imaginei la cinescoape.

---

* Pentru simplificare, în fig. 4.24, *b* s-a desenat numai o singură pereche de asemenea plăci.

5. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

5.1. INTRODUCERE

În ultimii 10—15 ani dispozitivele semiconductoare au fost utilizate tot mai mult în aplicațiile electronicii, înlocuind treptat tuburile electronice.

Ce sînt, în esență, aceste dispozitive semiconductoare? Funcțiunile lor în circuitele electronice sînt similare, în general, celor analizate în capitolul precedent. Cele mai răspîndite dispozitive semiconductoare sînt *diodele semiconductoare* — analoge diodelor termoelectronice cu vid — și *tranzistoarele* — analoge triodelor cu vid. Diodele semiconductoare și tranzistoarele folosesc și ele principiul comandării electronilor cu ajutorul cîmpului electric; deosebirea fundamentală față de tuburile electronice este că electronii circulă nu prin vid (sau gaz), ci printr-un *corp solid*. De asemenea, electronii sînt „generați" de către un semiconductor, fără a fi necesară „emiterea" propriu-zisă a lor. De aici rezultă avantaje importante, ca: eliminarea necesității de a încălzi catodul, durată de funcționare practic nelimitată (nu există părți „consumabile"), dimensiuni și greutate mici.

5.2. PROPRIETĂȚILE CORPURILOR SEMICONDUCTOARE

Noțiunea de „semiconductor" se referă la o clasă largă de materiale a căror rezistivitate este mai mare decît cea

a metalelor, dar cu mult mai mică decît cea a dielectricilor. Cele mai răspîndite materiale semiconductoare sînt germaniul, siliciul, arseniul, seleniul, stibiul, telurul, diferiții oxizi de metale, combinații ale sulfului (sulfuri) şi seleniului (seleniuri) etc. Numai cîteva din acestea au căpătat o utilizare largă pînă în prezent; principalele dispozitive semiconductoare care se fabrică azi folosesc germaniul şi siliciul.

O proprietate importantă a acestor materiale este dependența puternică a rezistivității lor de temperatură. Spre deosebire de metale, rezistivitatea semiconductoarelor scade cu temperatura. De asemenea, rezistivitatea lor depinde de iluminare sau de iradierea cu radiații de diferite tipuri.

Toate aceste proprietăți au permis realizarea de dispozitive semiconductoare sensibile la temperatură, la lumină, la radiații etc. Totuşi, fenomenele care au dat naştere la cele mai importante aplicații ale tehnici semiconductoarelor sînt cele care se produc la suprafața de contact a unor corpuri semiconductoare de tipuri diferite.

5.2.1. CONDUCTIBILITATEA ELECTRICĂ A SEMICONDUCTOARELOR PURE

Fenomenele electrice din corpurile semiconductoare nu pot fi lămurite dacă se presupune că trecerea curentului prin ele s-ar produce ca şi la metale, prin electroni liberi.

Este vorba de un mecanism cu totul diferit, care determină proprietățile specifice ale acestei categorii de corpuri.

Modul cel mai obişnuit de reunire a atomilor dintr-o substanță este *legătura de valență*. Se ştie că fiecare atom conține un *nucleu* şi un număr de *electroni* care se rotesc în jurul nucleului, pe mai multe orbite (traiectorii). Ultima din aceste orbite este cea a „electronilor de valență", acei electroni care intervin în reacțiile chimice. Numărul de electroni de pe ultima orbită determină „valența" elementului chimic, caracteristică decisivă într-o reacție. Cea mai stabilă configurație este aceea în care numărul de electroni de pe ultima orbită este opt. De exemplu, atomul de sodiu are un electron pe ultima orbită, iar atomul de clor are şapte electroni pe ultima orbită. Combinîndu-se, ei

dau naşterea clorurii de sodiu (sarea de bucătărie), al cărei atom are opt electroni pe ultima orbită. Legătura de valenţă a atomilor este tocmai aceea în care electronii de pe ultima orbită se completează în aşa fel încît numărul lor să ajungă la opt.

Un alt mod de combinare a atomilor este dat de *legătura de covalenţă*. În acest caz electronii de pe ultima orbită formează o traiectorie comună în jurul nucleelor a doi atomi vecini. Pe această orbită comună vor circula electronii care înainte „aparţineau" unor atomi distincţi, iar acum „aparţin" în aceeaşi măsură ambilor atomi. În fig. 5.1 este reprezentată schematic molecula de hidrogen, cel mai simplu exemplu de moleculă, formată printr-o legătură de covalenţă a doi atomi de hidrogen.

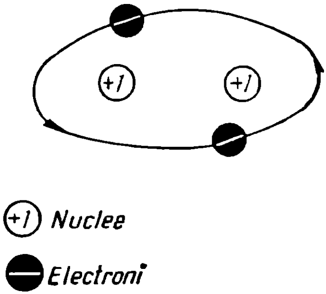


Fig. 5.1. Constituţia moleculei de hidrogen.

În substanţele semiconductoare legătura de covalenţă este mai complicată şi joacă un rol esenţial din punctul de vedere al conductibilităţii electrice. De exemplu, la germaniu fiecare atom este legat prin covalenţă cu alţi atomi învecinaţi.

Pentru explicarea mecanismului conducţiei în cazul germaniului, ne vom referi la fig. 5.2. Presupunem că datorită mişcării de agitaţie termică unul din electroni a căpătat o energie suficientă pentru a părăsi orbita pe care circulă; prin aceasta, legătura de covalenţă dintre atomii *1* şi *2* (fig. 5.2, *a*) dispare. În locul electronului rămîne un „gol". Dacă se aplică un cîmp electric cu polaritatea indicată în figură, electronul eliberat se va deplasa spre dreapta, iar un alt electron eliberat în acelaşi fel undeva la stînga (de exemplu, de la atomii *3* şi *4*) se va mişca de asemenea spre dreapta şi va ocupa „golul" rămas de la primul electron (fig. 5.2, *b*). În mod similar, un alt electron, eliberat de exemplu de atomii *4* şi *5*, va putea ocupa „golul" rămas între atomii *3* şi *4* (fig. 5.2, *c*). Prin urmare, electronii se mişcă spre dreapta, făcînd deplasări mici între

atomi învecinați. În același timp, golurile se deplasează spre stînga. Deoarece golurile sînt echivalente cu sarcini pozitive, se poate spune că în semiconductor curentul total

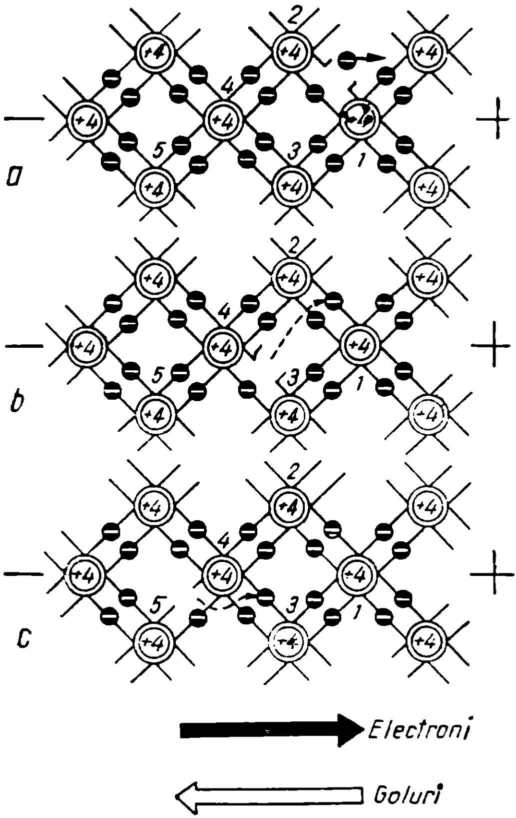


Fig. 5.2. Mecanismul conducției la germaniu:
a — un electrod părăsește atomii *1* și *2*; *b* — un electron venit de la atomii *3* și *4* ocupă locul electronului plecat; *c* — un alt electron vine în locul celui care a părăsit atomii *3* și *4*.

este compus din curentul datorit unor sarcini negative (electronii) și curentul datorit unor sarcini pozitive (golurile).

Acesta este, pe scurt, mecanismul curentului la un semiconductor *pur*. El se mai numește *conductibilitate intrinsecă*, iar semiconductorul se numește de tip *i*.

5.2.2. CONDUCTIBILITATEA SEMICONDUCTOARELOR CU IMPURITĂȚI

Procentul perechilor electron-gol într-o substanță semiconductoare pură este extrem de mic. În consecință, rezistivitatea acestor substanțe este foarte mare pentru scopurile practice.

În mod obișnuit, în dispozitivele semiconductoare se folosește un alt tip de conductibilitate, numită *extrinsecă*, provocată prin adăugarea unor mici cantități de adaosuri, adică substanțe străine, care formează de fapt niște impurități pentru semiconductorul respectiv. Dacă atomii acestor adaosuri pot să cedeze cu ușurință electroni, cum este cazul adaosurilor de stibiu sau de arsen la cristalul de germaniu, atunci numărul de electroni va fi preponderent față de cel de goluri, și în acest caz electronii vor cnstitui purtătorii majoritari de sarcini electrice. O astfel de conductibilitate prin sarcini electrice negative se numește conductibilitate de tip *n*. Adaosurile care cedează electroni se numesc *donori*. Chiar o foarte mică cantitate de adaosuri poate spori simțitor conductibilitatea electrică a substanței semiconductoare de bază.

Dacă adaosurile, în loc să cedeze electroni, au tendința să-i capteze, atunci în semiconductorul de bază apare un surplus de goluri, iar conductibilitatea electrică se realizează cu precădere cu ajutorul acestor goluri care se comportă ca niște sarcini electrice pozitive. În acest caz, golurile vor constitui purtătorii majoritari de sarcini electrice, iar conductibilitatea prin sarcini electrice pozitive se numește conductibilitate de tip *p*. Astfel de adaosuri sînt, de exemplu, cele de indiu sau de aluminiu și poartă numele de *acceptori*.

Trebuie subliniat faptul că nu există în practică un semiconductor care să prezinte o conductibilitate exclusivă prin electroni sau prin goluri. Orice semiconductor prezintă atît o conductibilitate de un tip cît și de celălalt, dar una din ele poate să predomine. Purtătorii corespunzători de sarcini sînt în acest caz majoritari, iar purtătorii de tip opus constituie purtători minoritari de sarcini. Dozarea corectă a cantității de adaosuri la semiconductorul de bază este foarte importantă și trebuie făcută cu foarte

multă precizie. Tocmai acest lucru ridică dificultăţi importante în tehnologia de fabricaţie a dispozitivelor semiconductoare.

Dacă, de obicei, conductibilitatea prin electroni este mai uşor de înţeles, întrucît ea este specifică substanţelor metalice, conductibilitatea prin goluri pare mai ciudată şi înţelegerea ei ridică de obicei oarecare dificultăţi. Pentru a înţelege mai bine cum are loc conductibilitatea electrică prin goluri, să ne imaginăm următorul exemplu: într-o sală de spectacol, un spectator din primul rînd de bănci pleacă; locul rămas liber — gol — poate fi ocupat de un spectator din rîndul al doilea, care lasă, la rîndul său, un nou loc liber; acesta poate fi ocupat de un spectator din rîndul următor şi aşa mai departe, pînă cînd locul liber apare în ultimul rînd de bănci. Lucrurile se petrec deci ca şi cum locul liber s-ar fi deplasat pînă în fundul sălii. Evident, acest loc s-ar fi putut ocupa direct de un spectator care ar veni din ultimul rînd de bănci. Dar lucrul acesta nu se întîmplă de obicei. Deplasarea spectatorilor şi a locului liber au loc în sensuri opuse, întocmai ca şi deplasarea electronilor şi a golurilor.

În fig. 5.3 este reprezentată schematic configuraţia care se obţine dacă se adaugă, de exemplu, o mică cantitate de stibiu unui corp de bază de germaniu. Atomul de stibiu are pe ultima orbită cinci electroni; patru din aceştia se

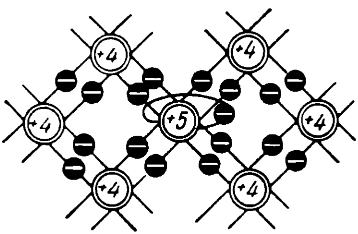


Fig. 5.3. Structura germaniului cu adaos de tip *n*.

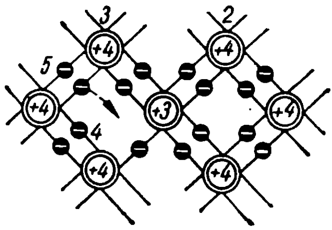


Fig. 5.4. Structura germaniului cu adaos de tip *p*.

încadrează în legăturile de covalenţă cu atomii vecini de germaniu, întocmai ca în cazul germaniului pur, iar al cincilea electron este foarte slab legat de reţeaua atomică, putîndu-se desprinde uşor de ea. Acest electron se com-

portă aproape ca un electron liber dintr-un metal, dînd naştere la conductibilitate bună a semiconductorului.

În mod similar se petrec lucrurile dacă se adaugă, de exemplu, o mică cantitate de indiu la un semiconductor de germaniu. Atomul de indiu are trei electroni pe ultima orbită; în locul celui de al patrulea electron — care lipseşte pentru a completa legătura de covalenţă descrisă mai sus — rămîne un gol. Acest gol poate fi ocupat de un electron de la un atom vecin, care lasă din nou un gol în locul său etc. (fig. 5.4).

5.3. DIODA SEMICONDUCTOARE

Dioda semiconductoare realizează o funcţiune asemănătoare cu aceea a diodei cu vid; avînd o rezistenţă foarte mică pentru un anumit sens al curentului (sensul „direct") şi o rezistenţă foarte mare pentru celălalt sens al curentului (sensul „invers"), lucrează ca o supapă, care permite practic trecerea curentului în circuit numai într-un singur sens.

Dioda semiconductoare este formată, în esenţă din reunirea unui semiconductor de tip *n* cu un semiconductor de tip *p*. La *joncţiunea* (suprafaţa de contact) a celor două corpuri semiconductoare se petrec fenomene care au ca rezultat tocmai proprietatea de conductibilitate unilaterală, menţionată anterior. Pentru înţelegerea funcţionării diodelor semiconductoare este necesar să examinăm mai întîi aceste fenomene.

5.3.1. JONCŢIUNEA *pn*

In fig. 5.5, *a* sînt reprezentate două plăci semiconductoare (de exemplu de germaniu), una de tip *p* şi una de tip *n*. Aşa cum s-a arătat, în placa de tip *p* se află sarcini negative imobile, un număr mare de purtători majoritari, în acest caz goluri, şi un număr mic de purtători minoritari, în acest caz electroni. În placa de tip *n* se găsesc sarcini pozitive imobile, un număr mare de electroni şi un număr mic de goluri.

Prin realizarea contactului dintre cele două plăci (fig. 5.5, *b*) în zona de joncţiune *pn* se produce o *recombinare** a electronilor şi a golurilor, datorită difuziei (pătrunderii neregulate) golurilor din regiunea *p* în regiunea *n* şi a electronilor din regiunea *n* în regiunea *p*.

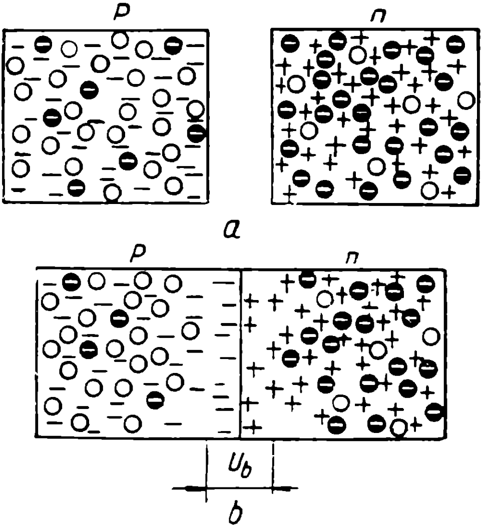


Fig. 5.5. Ansamblu de două semiconductoare, unul de tip *p* şi altul de tip *n*:

a — înainte de realizarea contactului dintre ele; *b* — după realizarea contactului şi formarea unei joncţiuni *pn*;

Ca rezultat al recombinării, în zona joncţiunii rămîn numai sarcini imobile, care crează o diferenţă de potenţial U_b; această diferenţă de potenţial, numită şi *barieră de potenţial*, împiedică pătrunderea altor purtători majoritari — goluri din regiunea *p* şi electroni din regiunea *n* — în zona joncţiunii *pn*. Din această cauză zona joncţiunii *pn* se mai numeşte *strat de baraj*.

* Prin recombinare se înţelege reunirea unei particule (ion) pozitive cu o particulă (ion) negativă, formînd un atom neutru din punct de vedere electric. În cazul semiconductoarelor, recombinarea înseamnă, de fapt, „ocuparea" golurilor de către electroni, proces care duce la dispariţia atît a electronilor liberi cît şi a golurilor libere.

Dacă diodei semiconductoare, formate — aşa cum am mai amintit — prin reunirea semiconductoarelor de tip *p* şi de tip *n*, îi aplicăm o tensiune de la o sursă exterioară, în sensul indicat în fig. 5.6, *a*, purtătorii majoritari se vor depărta şi mai mult de suprafaţa de joncţiune. Această

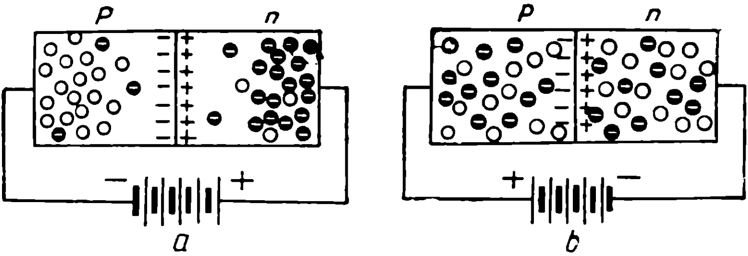


Fig. 5.6. Diodă semiconductoare:
a — polarizată în sens invers; *b* — polarizată în sens direct.

tensiune acţionează deci în acelaşi sens ca şi bariera de potenţial. Se observă că în aceste condiţii purtătorii majoritari nu pot trece de la o placă la alta şi curentul prin diodă va fi foarte mic. Acest curent rezidual, determinat de puţinii purtători minoritari, este aproape independent de tensiunea aplicată.

Dacă se inversează polaritatea tensiunii aplicate, aşa cum se arată în fig. 5.6, *b* atunci ,sub acţiunea acestei acţiuni, toţi purtătorii majoritari se vor deplasa către joncţiunea *pn*: golurile din regiunea *p* se vor deplasa în sensul cîmpului electric creat, iar electronii din regiunea *n* se vor deplasa în sensul contrar. În zona joncţiunii electronii şi golurile se recombină, iar bariera de potenţial practic dispare, fiind compensată de tensiunea aplicată din exterior. Deoarece numărul purtătorilor majoritari este relativ mare, curentul care rezultă prin diodă va putea fi oricît de intens, funcţie de tensiunea aplicată. În condiţii obişnuite se va obţine un curent apreciabil chiar la tensiuni aplicate destul de mici. Dacă luăm în considerare întregul circuit, se poate observa clar drumul electronilor: de la minusul bateriei electronii se deplasează către regiunea *n*, unde înlocuiesc purtătorii majoritari (electroni) „plecaţi" spre regiunea *n*;

alți electroni eliberați în regiunea *n*, se deplasează spre stînga și ajung la plusul bateriei.

În concluzie, dioda se comportă în două moduri complet diferite, după polaritatea tensiunii aplicate. Dacă plusul tensiunii este aplicat la regiunea *p* a diodei, rezistența diodei este mică; acesta este *sensul direct* de conducție al diodei. Dacă plusul tensiunii este aplicat la regiunea *n* a diodei, rezistența diodei este mare; acesta este *sensul invers* de conducție al diodei.

5.3.2. CONSTRUCȚIA DIODELOR SEMICONDUCTOARE

Diodele semiconductoare folosesc proprietatea analizată mai sus a joncțiunii *pn*.

După modul constructiv de realizare, diodele semiconductoare pot fi de două tipuri: diode cu joncțiune și diode

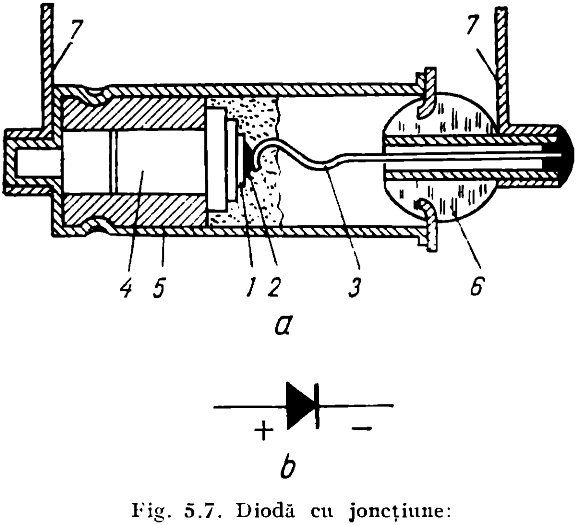


Fig. 5.7. Diodă cu joncțiune:
a — construcție; *b* — reprezentare; *1* — germaniu; *2* — indiu; *3*, *4* — conductoare de legătură; *5* — capsulă; *6* — izolator; *7* — conexiuni.

cu contact punctiform. Ambele tipuri de diode folosesc joncțiuni *pn*, cu deosebirea că la primul tip suprafața acestei

joncţiuni este relativ mare şi permite trecerea în sens direct a unor curenţi de valori importante, dar prezintă în schimb o capacitate relativ mare, iar la diodele cu contact punctiform suprafaţa acestei joncţiuni este relativ mică şi limitează valoarea curentului la valori foarte mici, dar prezintă avantajul unor capacităţi reduse.

Din punct de vedere al substanţei semiconductoare folosite în construcţia diodelor, se disting: diode cu germaniu şi diode cu siliciu. În mod obişnuit diodele cu siliciu suportă tensiuni mai mari decît cele cu germaniu. O serie întreagă de alte dispozitive semiconductoare pot fi încadrate în categoria diodelor, printre acestea numărîndu-se elementele de redresare cu seleniu sau cu cuproxid. Şi aceste elemente funcţionează pe baza fenomenelor ce apar la o joncţiune *pn*.

În fig. 5.7 se prezintă desenul constructiv al unei diode cu joncţiune, alături de reprezentarea simbolică.

În acestă diodă un cristal de germaniu cu conductibilitatea de tip *n* este fixat pe unul din electrozii care formează şi corpul diodei. Pe faţa opusă a cristalului de germaniu se găseşte o regiune cu impurităţi de indiu care crează o conductibilitate de tip *p*. Acestei regiuni i se fixează un electrod care trece printr-un izolator de sticlă.

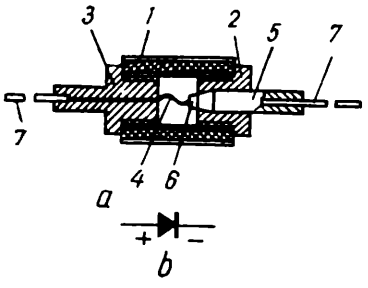


Fig. 5.8. Diodă cu contact punctiform:

a — construcţie; *b* — reprezentare; *1* — corp (de sticlă, ceramic sau de alt material); *2,3* — capace metalice; *4* — sîrmă; *5* — suport; *6* — germaniu; *7* — conexiuni.

În fig. 5.8 se prezintă desenul constructiv şi prezentarea simbolică a unei diode cu contact punctiform.

În acest caz un cristal de germaniu cu conductibilitate de tip *n* şi suprafaţa foarte mică (aproximativ 1 mm²) este fixat la unul din electrozi. Pe acest cristal se sprijină un fir de wolfram foarte ascuţit, în jurul zonei de contact cu cu germaniul creîndu-se în procesul iniţial de formare a diodei o zonă de conductibilitate de tip *p*. Acest fir este legat la celălalt electrod. Pentru protecţie, întregul ansamblu este introdus într-o carcasă de sticlă sau de material ceramic.

5.3.3. CARACTERISTICILE ȘI PARAMETRII DIODELOR SEMICONDUCTOARE

Caracteristicile diodelor semiconductoare caracterizează comportarea acestor elemente întocmai ca și caracteristicile diodelor cu vid. Ele indică dependența curentului ce trece prin diodă în funcție de tensiunea aplicată acesteia. O caracteristică tipică de diodă semiconductoare este indicată în fig. 5.9. Se observă că și în acest caz caracteristica este neliniară.

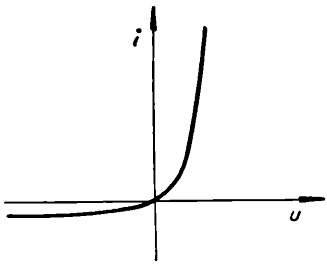


Fig. 5.9. Caracteristică curent-tensiune a unei diode semiconductoare

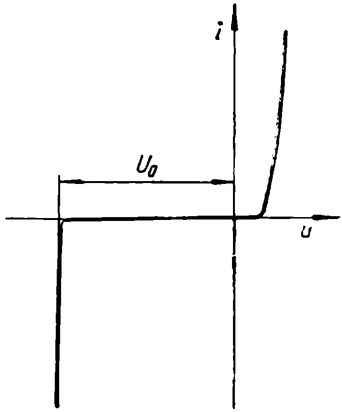


Fig. 5.10. Caracteristica unei diode Zener.

Spre deosebire de caracteristicile diodelor cu vid, caracteristicile diodelor semiconductoare pun în evidență prezența unui curent de sens invers diferit de zero, care prezintă de cele mai multe ori un inconvenient al diodelor semiconductoare. De asemenea, trebuie subliniat faptul că aceste caracteristici sînt mult influențate de temperatură.

Există și situații în care prezența curentului electric invers poate deveni utilă. Acesta este cazul așa numitelor diode Zener, a căror caracteristică are aspectul tipic din fig. 5.10. După cum se vede din fig. 5.10, la o anumită valoare a tensiunii inverse curentul invers variază în limite foarte largi la o tensiune practic constantă. Această alură a caracteristicii se explică printr-un proces de generare în avalanșă a perechilor de purtători minoritari la valoarea

respectivă a tensiunii. Datorită acestei caracteristici, diodele Zener, se pot folosi pentru stabilizarea tensiuni (vezi și § 5.5.1).

Parametrii caracteristici ai diodelor semiconductoare pot fi definiți similar diodelor cu vid. Așa cum s-a arătat, rezistența în sens direct este foarte mică, iar rezistența în sens invers, foarte mare. Un parametru caracteristic diodelor semiconductoare este tocmai raportul dintre rezistanța în sens invers și rezistența în sens direct. O diodă este cu atît mai bună cu cît acest raport este mai mare.

5.4. TRANZISTORUL

Tranzistorul este un dispozitiv semiconductor cu trei electrozi, putînd îndeplini funcțiuni similare triodei.

La baza funcționării tranzistorului stau de asemenea proprietățile joncțiunii *pn* analizate anterior. Tranzistorul

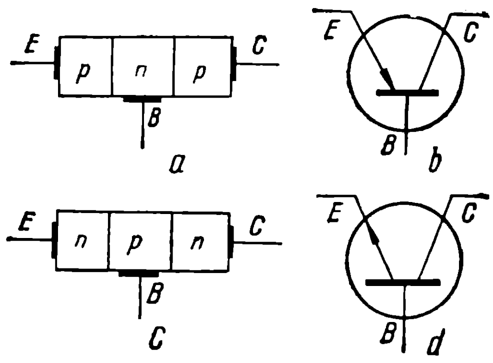


Fig. 5.11. Tipuri de tranzistoare și reprezentarea lor:
a — tranzistor *pnp*; *b* — reprezentarea lui; *c* — tranzistor *npn*; *d* — reprezentarea lui.

este format în esență din trei corpuri semiconductoare, avînd două suprafețe de contact (joncțiuni) între ele; cele două corpuri de la extremități au conductibilitatea de același tip, pe cînd corpul mijlociu are conductibilitatea de tip

contrar. Regiunea centrală se numeşte *bază*, iar regiunile extreme se numesc *emitor* şi *colector*.

Există două tipuri de tranzistoare. Tranzistoarele *pnp* au o bază cu conductibilitatea de tip *n*, iar emitorul şi colectorul cu conductibilitatea de tip *p*. Tranzistoarele *npn* au baza de tip *p* şi ceilalţi doi electrozi de tip *n*.

În fig. 5.11 sînt arătate cele două tipuri de tranzistoare, cu reprezentarea lor simbolică.

5.4.1. PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE AL TRANZISTORULUI

Pentru funcţionarea normală a tranzistorului, baza trebuie să aibă un potenţial intermediar între cel al emitorului şi cel al colectorului. Această alimentare se poate realiza cu ajutorul a două baterii, ca în fig. 5.12 (s-a considerat un tranzistor *pnp*; funcţionarea tranzistoarelor *npn* este similară şi poate fi înţeleasă uşor prin extinderea celor ce urmează, referitoare la tranzistoarele *pnp*).

Din cele arătate la § 5.3.1. rezultă că dacă ambele întreruptoare K_1 şi K_2 sînt deschise, la cele două joncţiuni se vor afla sarcini imobile, cu semnele din figură. La închiderea întreruptorului K_1 în circuitul $+U_E-E-B-O\ (U_E)$ va circula un curent intens, deoarece joncţiunea emitor-bază va fi polarizată în sens direct. Trebuie observat că, în cursul fabricării tranzistoarelor, alegînd în mod corespunzător concentraţia impurităţilor în materialul semiconductor, se asigură o concentraţie importantă a golurilor în zona emitorului şi o concentraţie mică a electronilor în zona bazei. Datorită acestui fapt, curentul în circuitul emitor — bază este datorit în special golurilor care trec din emitor în bază, numărul electronilor circulînd dinspre bază spre emitor fiind mic.

Dacă se deschide întreruptorul K_1 şi se închide K_2, curentul prin circuitul astfel constituit $+U_C-O-B-C-$ $-R_B-(-U_C)$ va fi foarte mic, deoarece joncţiunea bază-colector este polarizată invers (plusul bateriei este aplicat pe regiunea *n*).

Închizînd acum ambele întreruptoare K_1 şi K_2, în aparenţă situaţia ar trebui să rămînă aceeaşi: curent mare între emitor-bază şi curent mic între bază-colector. În realitate,

fenomenele sînt mai complexe, datorită faptului că, prin construcție, baza este realizată ca un strat foarte subțire, de $5 \cdots 20$ µm (micrometri, adică miimi de milimetru). În acest fel, majoritatea golurilor care trec din emitor în bază nu se opresc aici, ci „difuzează" spre colector, suprafața bază-colector nemai putînd juca rolul de strat de baraj. Doar o mică parte din golurile care vin de la emitor se recombină cu electronii din bază, iar o altă mică parte se închid în circuitul emitor bază prin conductorul $O-B$. Aproximativ 92–99% din numărul total de goluri provenite de la emitor trec în colector, formînd curentul de colector I_C, care se închide în circuitul format din cele două baterii, cele trei straturi ale tranzistorului și rezistența de sarcină R_s.

Se constată experimental că curentul de colector I_C este proporțional cu curentul de emitor I_E. Se poate scrie deci

$$I_C = \alpha I_E,$$

unde α se numește *factor de amplificare în curent*. La tranzistoarele folosite azi α are valori cuprinse între 0,92 și 0,995.

Rezultă că valoarea curentului I_C nu depinde practic de tensiunea de colector U_C și de rezistența R_s, fiind determinată aproape în întregime de curentul de emitor I_E, care la rîndul lui depinde de tensiunea de emitor U_E. Modificînd valoarea tensiunii U_E, se poate comanda curentul I_C.

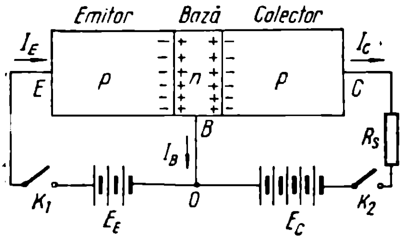


Fig. 5.12. Principiul de funcționare a tranzistorului.

Funcționarea tranzistorului *npn* se poate explica la fel, înlocuind golurile cu electroni și invers. La aceste tranzistoare sursele de alimentare și curenții au sensuri contrare celor reprezentate în fig. 5.12.

Se poate vedea că există o oarecare analogie între funcționarea tranzistorului și aceea a triodei cu vid. Emitorul, care „injectează" purtători de sarcină (goluri) în bază, poate fi asemănat cu catodul. Colectorul, care „adună" (colectează) purtătorii de sarcină veniți de la emitor, poate fi asemănat

cu anodul. În sfîrşit, baza, al cărei potenţial în raport cu emitorul comandă curentul de colector, este analogă grilei de la triodă. Figura 5.13 ilustrează această analogie.

Totuşi, această analogie nu trebuie dusă prea departe. Există şi unele deosebiri esenţiale între comportarea tranzistorului

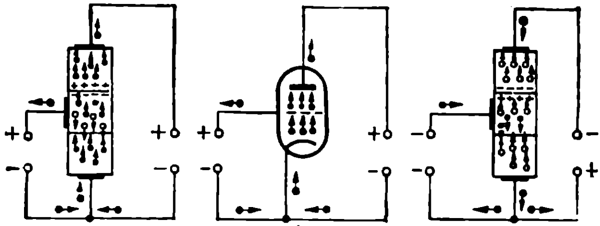


Fig. 5.13. Purtători de sarcină în tranzistoare şi în trioda cu vid:

a — tranzistor *npn*; *b* — triodă.; *c* — tranzistor *pnp*.

şi cea a triodei. De exemplu, tranzistorul nu poate funcţiona cu curent zero în circuitul emitor-bază, pe cînd la triodă curentul în circuitul catod-grilă este, în mod normal, egal practic cu zero. Din această cauză, şi circuitele fundamentale de amplificare, generare etc. cu tranzistoare diferă într-o măsură oarecare de circuitele corespunzătoare cu tuburi electronice.

5.4.2. CONSTRUCŢIA TRANZISTOARELOR

Tranzistoarele, ca şi diodele semiconductoare, pot fi cu joncţiuni sau cu contacte punctiforme. Azi tranzistoarele cu contacte punctiforme nu se mai folosesc.

Tranzistoarele cu joncţiuni se realizează folosind ca semiconductor de bază germaniul sau siliciul (tranzistoarele cu siliciu au în general performanţe superioare celor cu germaniu, dar tehnologia de fabricaţie a lor este mai puţin simplă).

Pentru obţinerea unor tranzistoare de calitate, procesul tehnologic de fabricaţie al acestora are un rol hotărîtor. Formarea joncţiunilor tranzistoarelor se poate asigura prin mai multe procedee. Tipul cel mai răspîndit îl constituie

tranzistoarele *aliate*, la care, pentru obţinerea joncţiunilor *pn*, în plăcuţă semiconductoare se face o lipire prin topire (aliere) a unor alte substanţe, de exemplu indiu. În fig. 5.14 este ilustrat, schematic, acest principiu. De o parte şi de alta a plăcuţei semiconductoare de bază (de tip *n*) se fixează cîte o bilă de indiu, care constituie impurităţi de tip *p*. Ansamblul este încălzit la o temperatură apropiată de temperatura de topire a indiului, în atmosferă neutră (azot sau hidrogen). Prin topire indiul pătrunde în reţeaua cristalină a semiconductorului, astfel încît după răcire apar, sub perlele de indiu, zone de semiconductor recristalizat de tip *p*.

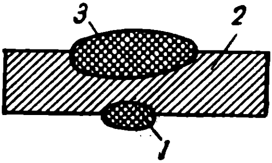


Fig. 5.14. Principiul de construcţie a tranzistoarelor de aliere

1 — indiu (emitor); *2* — germaniu de tip *n* (bază); *3* — indiu (colector).

Un alt tip de tranzistoare îl constituie tranzistoarele *cu barieră de suprafaţă*. La aceste tranzistoare o plăcuţă subţire de germaniu, care constituie baza, este subţiată printr-un procedeu electrochimic în regiunea centrală pînă la grosimi de ordinul micrometrilor. Pe cele două feţe se dispun straturi subţiri de metal, de exemplu de indiu. La suprafaţa de contact cu baza se formează joncţiuni de tip *pn* şi barierele corespunzătoare de potenţial. Aceste tranzistoare se caracterizează prin capacităţi mici, prin inerţie redusă şi deci prin posibilitatea de a fi utilizate la frecvenţe înalte.

O altă metodă de fabricare a tranzistoarelor este metoda *difuziei*. Plăcuţele tăiate din cristalul semiconductor de bază sînt introduse într-un cuptor, în atmosferă care conţine impurităţi. Moleculele de gaz pătrund, prin suprafaţa plăcuţei, în interiorul semiconductorului, la o adîncime care este funcţie de concentraţia impurităţilor în atmosferă, de temperatură şi de timpul de expunere. În cursul acestui proces grosimea stratului de difuzie poate fi controlată cu precizie, putîndu-se realiza caracteristicile dorite ale tranzistorului. Tranzistoarele de difuzie sînt, în general, superioare celor de aliere, putînd fi folosite la frecvenţe mai înalte.

Metoda difuziei este utilizată în tehnologia *mesa* şi *planară* de fabricare a tranzistoarelor. Procesul caracteristic tehnologiei mesa este înlăturarea prin corodare chimică

a unei porțiuni din semiconductorul dispozitivului pentru obținerea unor capacități parazite cît mai mici. Tehnologia planară utilizează proprietatea bioxidului de siliciu de a împiedica pătrunderea în semiconductor a atomilor de impurități cu care se realizează procesul de difuzie. Cu ajutorul tehnicii de mascare cu bioxid de siliciu (SiO_2) se formează regiunile de bază și de emitor într-o plăcuță de siliciu, care reprezintă colectorul viitorului tranzistor.

În ultimul timp tehnologia planară se combină cu metoda *creșterii epitaxiale*, realizîndu-se astfel tranzistoarele planar-epitaxiale, utilizate în special în regim de comutație. Prin creșterea epitaxială se înțelege procesul de formare a unui strat de siliciu monocristalin pe o plăcuță de siliciu cu ajutorul unei reacții chimice în fază gazoasă.

În fig. 5.15 este arătată, ca exemplu, construcția unui tranzistor cu germaniu (de aliere).

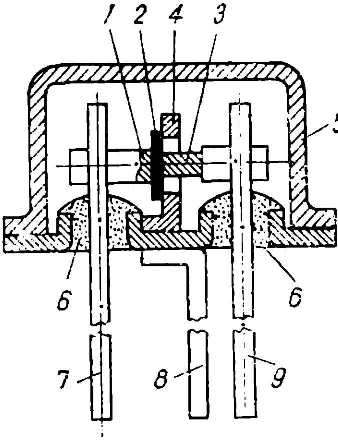


Fig. 5.15. Construcția unui tranzistor:

1 — colector (indiu); 2 — bază (cristal de germaniu); 3 — emitor (indiu); 4 — suportul cristalului; 5 — capsulă metalică; 6 — izolatoare de sticlă 7; — conexiunea colectorului; 8 — conexiunea bazei; 9 — conexiunea emitorului (dimensiunile reale sînt de aproximativ 5 ori mai mici decît cele din desen).

5.4.3. CARACTERISTICILE TRANZISTOARELOR

Ca și la triodă, caracteristicile tranzistoarelor sînt reprezentări grafice ale dependenței dintre curenți și tensiuni. Deoarece la tranzistor avem șase mărimi caracteristice: trei curenți I_E, I_B, I_C și trei tensiuni U_{BE}, U_{CB}, U_{CE} (tensiunile bază-emitor, colector-bază, colector emitor), se pot trasa foarte multe caracteristici, reprezentînd una din aceste mărimi în funcție de alta, restul rămînînd constante.

Practic se folosesc în special două categorii de caracteristici: unele referitoare la circuitul de intrare (circuitul emitor-bază, în cazul conectării tranzistorului ca în fig. 5.12)

şi altele referitoare la circuitul de ieşire (circuitul colector-bază) la aceeaşi conectare a tranzistorului*). Caracteristicile de

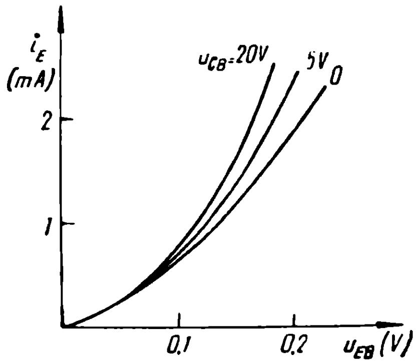


Fig. 5.16. Caracteristici de intrare ale unui tranzistor.

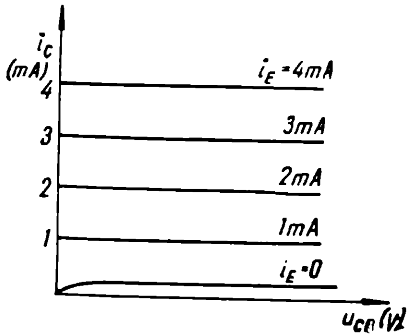


Fig. 5.17. Caracteristici de ieşire ale unui tranzistor.

intrare (fig. 5.16) ilustrează dependenţa curentului de emitor i_E de tensiunea emitor-bază U_{EB} pentru diverse tensiuni dintre colector şi bază u_{CB}. Caracteristicile sînt similare caracteristicii unei diode şi corespund joncţiunii emitor-bază. Valoarea tensiunii dintre colector şi bază influenţează foarte puţin aceste caracteristici, întrucît cîmpul electric generat de tensiunea de colector în montajul cu baza comună este practic în întregime concentrat pe joncţiunea bază-colector şi nu pătrunde în adîncimea emitorului.

În fig. 5.17 sînt indicate caracteristicile de ieşire, adică dependenţa curentului de colector i_C de tensiunea dintre colector şi bază u_{CB}. Aceste caracteristici se prezintă sub forma unor drepte paralele echidistante pentru diverse valori ale curentului de emitor i_E. La creşterea curentului de emi-

* Conectarea tranzistorului ca în fig. 5.12 se mai numeşte în montaj cu *baza comună*, deoarece baza face parte atît din circuitul de intrare, cît şi din circuitul de ieşire. Se va vedea într-un capitol următor că tranzistorul poate fi conectat şi în alte montaje: cu *emitorul comun*, respectiv cu *colectorul comun*. Caracteristicile date aici se referă la montajul cu bază comună.

tor apare o creştere corespunzătoare a curentului de colector, practic egală cu valoarea curentului de emitor. Caracteristica corespunzătoare a curentului de emitor zero pleacă din origine şi se prezintă apoi ca o dreaptă paralelă cu axa tensiunilor, la o mică distanţă de axă. Valoarea corespunzătoare a curentului de colector reprezintă curentul invers al joncţiunii colector-bază şi constituie un parametru caracteristic al tranzistorului. Acest curent se notează cu I_{c0} şi se numeşte uneori *curent de saturaţie*, întrucît el corespunde trecerii tuturor purtătorilor minoritari de sarcină prin joncţiunea colectorului, în absenţa curentului de emitor. La schimbarea polarităţii tensiunii de colector valoarea curentului scade, trece prin zero şi apoi creşte repede în sens opus, întrucît în această situaţie joncţiunea bază colector este polarizată direct. Curentul de emitor are influenţă foarte redusă în această situaţie şi niciodată nu se lucrează în această porţiune a caracteristicii, întrucît există pericolul distrugerii tranzistorului prin depăşirea valorii admisibile a curentului de colector. Acest fenomen poate să survină în mod accidental la inversarea, din greşală, a tensiunii de alimentare a circuitelor de colector dintr-un montaj cu tranzistoare. Într-o asemenea situaţie, de regulă, tranzistoarele se vor distruge.

Pentru tranzistoare se mai indică uneori şi alte tipuri de caracteristici, de exemplu dependenţa curentului de colector de tensiunea colector-emitor la diverse valori ale tensiunii dintre bază şi emitor. Aceste caracteristici sînt corespunzătoare caracteristicilor de grilă ale tuburilor electronice. În mod obişnuit, în cataloagele de tranzistoare se indică o familie completă de caracteristici, aşa cum se arată în fig. 5.18. Pe aceste caracteristici se precizează, de obicei, şi sensurile tensiunilor şi curenţilor, conform unei convenţii prealabile, care, de cele mai multe ori, este următoarea: se consideră pozitive tensiunile care au punctul de minus la electrodul comun şi punctul de plus la bornele de intrare, respectiv de ieşire. Pentru curenţi se consideră ca sens pozitiv sensul de intrare către tranzistor în circuitul de intrare şi respectiv sensul de ieşire din tranzistor în circuitul de ieşire. În fig. 5.18 s-au folosit aceste convenţii; tensiunile care coincid cu sensurile po-

zitive apar cu semnul +, iar tensiunile opuse sensului pozitiv apar cu semnul — . Acelaşi lucru este valabil şi pentru curenţi.

Ca şi pentru tuburile electronice, în cazul tranzistoarelor este utilizabilă o anumită regiune din planul caracteristi-

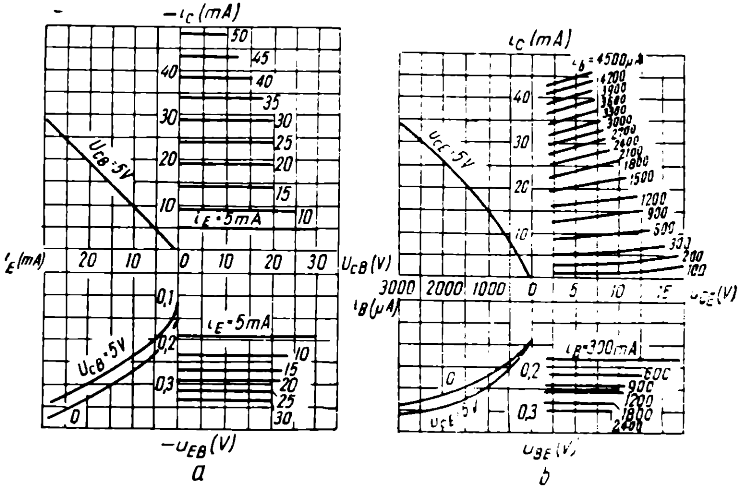


Fig. 5.18. Exemplu de caracteristici ale unui tranzistor de tip *npn*: *a* — în conexiune cu bază comună; *b* — în conexiune cu emitor comun.

cilor. De exemplu, în fig. 5.19 se indică limitările care apar în cazul unei familii de caracteristici de ieşire. Regiunea utilă este limitată superior printr-o dreaptă corespunzătoare valorii maxime a curentului de colector, printr-o curbă corespunzătoare puterii maxime admisibile disipate pe joncţiunea colectorului şi printr-o dreaptă verticală corespunzătoare tensiunii maxime ce se poate aplica aceleiaşi joncţiuni. Inferior regiunea utilă este limitată de valoarea curentului rezidual.

Dacă se depăşeşte una din valorile maxime indicate mai sus, apar, de obicei, fenomene care conduc la distrugerea tranzistorului. De exemplu, dacă se depăşeşte valoarea puterii disipate, acest lucru conduce la încălzirea tranzistorului, ceea ce duce la o creştere a curentului de

colector chiar dacă tensiunea aplicată se menţine neschimbată. La rîndul său, această creştere a curentului de colector provoacă o încălzire suplimentară a tranzistorului şi fenomenul evoluează în avalanşă — ducînd la distrugerea tranzistorului. Acest fenomen poartă numele de *ambalare termică* a tranzistorului. Pentru evitarea lui trebuie asigurate condiţiile de răcire normală a tranzistorului, şi în acest scop tranzistoarele de putere mare sînt prevăzute cu radiatoare termice speciale. Sub nici un motiv nu trebuie folosit un astfel de tranzistor fără radiatorul corespunzător, întrucît acest lucru ar conduce la încălzirea excesivă a tranzistorului chiar la puteri mai mici decît puterea nominală de disipaţie.

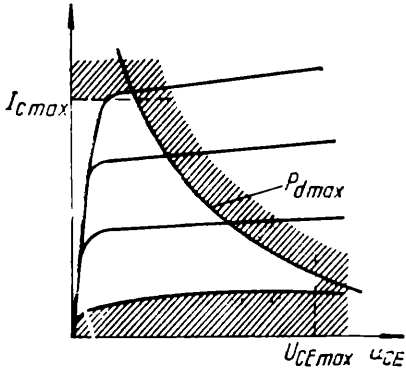


Fig. 5.19. Regiunea în care poate fi ales punctul de funcţionare (mediu) al unui tranzistor.

5.4.4. PARAMETRII TRANZISTOARELOR

În cazul tranzistoarelor se pot defini o serie întreagă de parametri caracteristici, în funcţie de circuitul considerat şi de schema de concentrare a tranzistorului. În cele ce urmează se vor nota cu indicele 1 mărimile de intrare (tensiuni sau curenţi) şi cu indicele 2 mărimile corespunzătoare de ieşire. Cu aceste notaţii se pot defini mai multe grupuri de parametri. Aceste grupuri de parametri sînt, de exemplu, rezistenţe, conductanţe şi parametri hibrizi.

Pentru *grupul rezistenţelor* se pot defini şi se pot calcula cu ajutorul caracteristicilor statice următorii parametri:

$$r_{11} = \frac{u_i}{i_1} \text{ pentru } i_2=0,$$

care reprezintă rezistenţa circuitului de

intrare a tranzistorului cînd circuitul de ieşire este deschis;

$$r_{22}=\frac{u_2}{i_2} \text{ pentru } i_1=0,$$

care reprezintă *rezistenţa circuitului de ieşire* cînd circuitul de intrare este deschis:

$$r_{12}=\frac{u_1}{i_2} \text{ pentru } i_1=0,$$

care reprezintă *rezistenţa de reacţie;*

$$r_{21}=\frac{u_2}{i_1} \text{ pentru } i_2=0,$$

care reprezintă *rezistenţa de amplificare.* În aceste relaţii u_1, u_2 precum şi i_1 şi i_2 reprezintă variaţii ale tensiunilor şi curenţilor respectivi.

În mod similar se pot defini *grupuri de parametri corespunzători unor conductanţe*

$$g_{11}=\frac{i_1}{u_1} \text{ pentru } u_2=0,$$

care reprezintă *conductanţa circuitului de intrare* cînd circuitul de ieşire este în scurtcircuit;

$$g_{22}=\frac{i_2}{u_2} \text{ pentru } u_1=0,$$

care reprezintă *conductanţa circuitului de ieşire* cînd circuitul de intrare se găseşte în scurtcircuit:

$$g_{12}=\frac{i_1}{u_2} \text{ pentru } u_1=0,$$

care reprezintă *conductanţa de reacţie;*

$$g_{21}=\frac{i_2}{u_1} \text{ pentru } u_2=0,$$

care reprezintă *conductanţa de transfer* de la intrare la ieşire pentru circuitul de ieşire în scurtcircuit.

Un alt grup de parametrii îi constituie *parametrii hibrizi*. Aceşti parametri sînt de naturi diferite, şi anume: o rezistenţă, o conductanţă şi două mărimi fără dimensiuni, spre deosebire de parametrii precedenţi care erau toţi de aceeaşi natură adică rezistenţe, respectiv conductanţe. În cazul parametrilor hibrizi se pot defini:

$$h_{11}=\frac{u_1}{i_1} \text{ pentru } u_2=0,$$

care reprezintă r e z i s t e n ţ a d e i n t r a r e cînd circuitul de ieşire este în scurtcircuit;

$$h_{22}=\frac{i_2}{u_2} \text{ pentru } i_1=0,$$

care reprezintă c o n d u c t a n ţ a d e i e ş i r e cînd circuitul de intrare este în gol;

$$h_{12}=\frac{u_1}{u_2} \text{ pentru } i_1=0,$$

care reprezintă c o e f i c i e n t u l d e r e a c ţ i e de la ieşire la intrare;

$$h_{21}=\frac{i_2}{i_1} \text{ pentru } u_2=0,$$

care reprezintă f a c t o r u l d e a m p l i f i c a r e în c u r e n t.

Valorile tuturor acestor parametri se pot deduce din caracteristicile statice ale tranzistoarelor, tot aşa cum se puteau deduce parametrii tuburilor electronice din caracteristicile respective.

Un rol deosebit îl joacă factorul de amplificare în curent, care se notează cu α şi reprezintă raportul dintre variaţia curentului de colector şi variaţia corespunzătoare a curentului de emitor, la tensiunea constantă dintre colector şi emitor. Aşa cum s-a arătat, valoarea lui α este puţin mai mică decît unitatea.

5.5. ALTE DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

În afară de diodele semiconductoare şi tranzistoare — cele mai răspîndite dispozitive semiconductoare — se mai folosesc numeroase alte tipuri de dispozitive semiconductoare, care în general nu au corespondenţi în rîndul tuburilor electronice. Aceste dispozitive folosesc diferite proprietăţi ale materialelor semiconductoare: sensibilitatea lor la lumină şi la variaţia temperaturii, fenomene de străpungere, efecte speciale ca efectul Gauss, efectul tunel etc.

5.5.1. DIODA ZENER

Dioda Zener sau dioda stabilizatoare se fabrică din siliciu cu un procent mare de impurităţi, ceea ce îi asigură o rezistivitate mică. În acelaşi timp, tensiunea de străpungere, la tensiuni inverse, este relativ mică, de obicei între 5 V şi 50 V.

Dacă aplicăm o tensiune inversă diodei Zener şi o creştem, pînă la atingerea tensiunii de străpungere U_0, curentul prin diodă este foarte mic (sub 1 μA). O dată atinsă această tensiune, ea se menţine aproape constantă, cu o precizie de ordinul sutimilor de volt, chiar la creşterea curentului invers pînă la zeci sau sute de miliamperi prin diodă, aşa cum se vede în fig. 5.10.

Cît timp puterea disipată în diodă, în aceste condiţii, nu depăşeşte puterea maximă admisibilă, funcţionarea diodei Zener decurge normal, fără vreo modificarea parametrilor ei.

În afară de valoarea U_0 a tensiunii de străpungere, parametrul cel mai important al diodei Zener este *rezistenţa dinamică* R_d, dată de raportul dintre o variaţie a tensiunii la bornele diodei şi variaţia corespunzătoare a curentului prin diodă:

$$R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I}.$$

Rezistenţa dinamică a diodei Zener este un indicator de calitate al ei, fiind de dorit să aibă o valoare cît mai mică. Valorile uzuale sînt de ordinul 1...30 Ω.

Dioda Zener se folosește pentru asigurarea unei tensiuni constante (stabilizarea tensiunii) la bornele unui circuit alimentat prin intermediul ei.

5.5.2. DIODA TUNEL

Dioda tunel se aseamănă constructiv cu diodele semiconductoare obişnuite. Ea se fabrică însă din semiconductoare puternic impurificate cu adaosuri donoare și acceptoare, astfel încît ambele regiuni, cea *p* şi cea *n*, au o rezistivitate foarte mică. În aceste condiții, lărgimea stratului de baraj din jurul joncțiunii este foarte mică, de obicei sub 10 μm; la aplicarea unei tensiuni în sens direct pe diodă, apare un fenomen numit *efect tunel*: purtătorii de sarcină traversează joncțiunea în număr important chiar la tensiuni de sutimi de volt (fig. 5.20).

Se observă că la creșterea tensiunii se obține o valoare maximă a curentului, la o tensiune în jurul lui 0,1 V, apoi curentul scade pînă la o valoare minimă, după care curentul crește din nou, urmînd caracteristica normală a unei diode obișnuite.

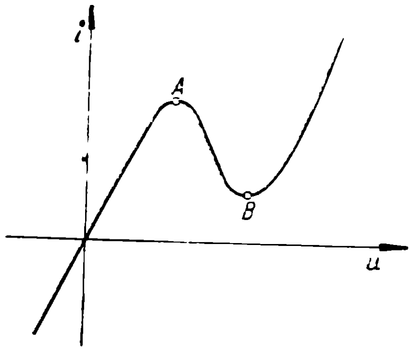


Fig. 5.20. Caracteristici curent-tensiune ale unei diode tunel

Între punctele *A* și *B* se întîmplă un fenomen specific: la creșterea tensiunii curentul scade. Se spune că, într-un asemenea caz, dioda are ***rezistență dinamică negativă***. În adevăr, la o variație pozitivă a tensiunii (creștere) se produce o variație negativă a curentului (scădere); raportul acestor variații, egal cu rezistența dinamică a diodei, rezultă negativ. Elementele de circuit cu rezistență negativă reprezintă o importanță deosebită în electronică și în radiotehnică, servind la realizarea unor circuite de comutație, amplificatoare și generatoare de oscilații etc. (v. § 8.1.3).

5.5.3. DIODA VARICAP

Dioda varicap sau varactorul este o diodă semiconductoare care funcționează cu tensiune inversă, prezentînd între borne o capacitate a cărei valoare depinde de valoarea tensiunii aplicate („capacitate neliniară"). Orice diodă semiconductoare prezintă acest fenomen, dar la dioda varicap, fabricată special în acest scop, se realizează, pe de o parte, un interval larg de variație a capacității, și pe de altă parte, o rezistență foarte mare în paralel cu această capacitate.

Dioda varicap se folosește în diferite circuite, jucînd rolul de capacitate „reglabilă electric", adică putînd fi variată cu ajutorul unei tensiuni aplicate diodei. De exemplu, ea poate fi utilizată în circuite oscilante, în locul condensatoarelor variabile obișnuite.

5.5.4. TIRISTORUL

Tiristorul este un dispozitiv semiconductor special, cu patru straturi, avînd proprietatea de a trece din stare de conducție în stare de blocare prin simpla aplicare a unui

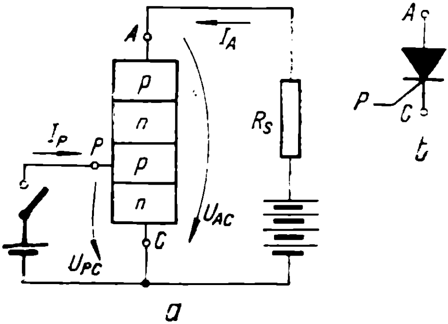


Fig. 5.21. Tiristor:
a — schemă de principiu pentru explicarea funcționării
b — reprezentări uzuale.

scurt impuls. Datorită acestei proprietăți, tiristorul poate fi asemănat cu tiratronul, tubul cu gaz cu trei electrozi.

Cele patru regiuni ale tiristorului sînt, succesiv, de tipul *pnpn*, așa cum se vede în fig. 5.21.

Regiunile extreme joacă rolul de emitor (regiunea *n*), respectiv de colector (regiunea *p*). Regiunea centrală *p* îndeplinește funcția de bază. Denumirile electrozilor tiristorului sînt: anod, catod, poartă.

Funcționarea tiristorului are loc în modul următor. Cînd colectorul se află la un potențial negativ față de emitor, joncțiunile laterale sînt alimentate în sens invers și întregul dispozitiv se comportă ca o diodă polarizată invers. Dacă însă colectorul se găsește la un potențial pozitiv față de emitor, joncțiunea centrală este polarizată invers și tiristorul este blocat; în această situație, dacă mărim tensiunea colector-bază, în joncțiunea centrală se injectează din ce în ce mai mulți purtători minoritari care, lovind, atomii rețelei cristaline, smulg din ce în ce mai mulți purtători liberi suplimentari. Din cauza acestui efect de multiplicare, curentul prin tiristor crește; la o anumită valoare a tensiunii colector-emitor, numită *tensiune de amorsare*, efectul de multiplicare amintit devine atît de intens încît, prin căderea de tensiune produsă în joncțiunile laterale, polarizarea joncțiunii centrale se inversează și devine

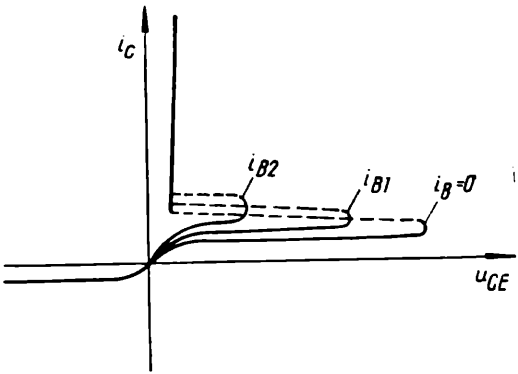


Fig. 5.22. Caracteristici ale tiristorului.

directă. În acest moment, toate joncțiunile fiind alimentate în sens direct, se produce amorsarea tiristorului, care începe brusc să conducă; tensiunea colector-emitor la bornele tiristorului scade la 1—2 V, iar curentul prin tiristor crește

pînă la valoarea determinată de rezistenţa de sarcină R_s. Rezultă caracteristica din fig. 5.22, pentru $I_B=0$.

Dacă iniţial se conectează în circuitul bazei o sursă care injectează un curent de comandă I_B, multiplicarea purtătorilor liberi în joncţiunea centrală este accelerată şi amorsarea tiristorului se produce la o tensiune colector-emitor mai mică; cu cît I_B este mai mare, cu atît tensiunea de amorsare este mai mică. După amorsare, baza nu mai are nici un efect de control; tiristorul revine la starea de blocare numai la micşorarea tensiunii la borne, astfel încît curentul să scadă sub o anumită limită minimă, numită *curent de menţinere*.

Amorsarea tiristorului se poate face cu impulsuri foarte scurte, de 10...20 μs, aplicate în circuitul bazei.

Tiristoarele se folosesc în special în circuite de redresoare comandate, curentul redresat putînd fi variat prin defazarea potrivită a tensiunii de comandă. Ele se folosesc de asemenea în circuite de comutaţie şi de reglare.

5.5.5. TERMISTORUL

Termistorul este un dispozitiv semiconductor care foloseşte proprietatea materialelor semiconductoare de a-şi schimba puternic rezistenţa la variaţia temperaturii.

În fig. 5.23 este reprezentată dependenţa de temperatură a rezistenţei unui termistor. Coeficientul de temperatură al termistoarelor depinde foarte mult de intervalul de temperatură considerat, el avînd valori mai mari la temperaturi joase; în jurul temperaturii de +20°C valorile uzuale ale acestui coeficient sînt cuprinse între −2 şi −8%/°C. Din curba reprezentată în fig. 5.23 se vede că între −20°C şi +120°C rezistenţa termistorului scade de cîteva sute de ori.

Constructiv, termistoarele se realizează sub diferite forme, pentru a putea fi utilizate în condiţii variate. În fig. 5.24 sînt arătate cîteva din formele întîlnite cel mai des.

Pe lîngă termistoarele obişnuite, numite *„cu încălzire directă"*, se mai fabrică termistoare *„cu încălzire indirectă"*,

prevăzute cu o înfăşurare separată de încălzire, realizată din fir metalic. Aceste termistoare au patru borne: două servesc pentru aplicarea curentului de încălzire, iar două sînt extremităţile termistorului propriu-zis.

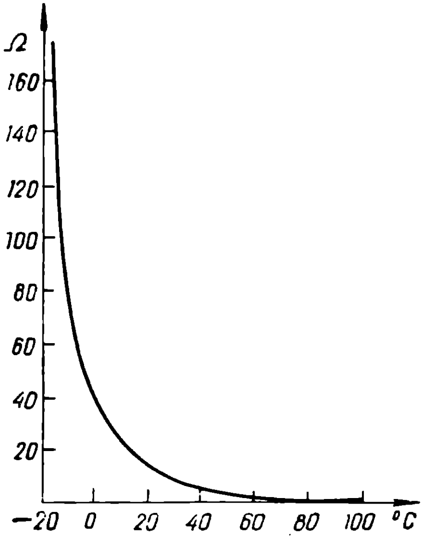


Fig. 5.23. Variaţia cu temperatura a rezistenţei unui termistor.

Termistoarele au foarte multe aplicaţii: măsurarea şi reglarea temperaturii, compensarea variaţiei cu temperatura a parametrilor unor elemente de circuit sau circuite, măsurarea puterii la frecvenţe înalte, măsurarea vidului, stabilizarea tensiunii, realizarea de relee etc.

5.5.6. FOTODIODA ŞI FOTOTRANZISTORUL

Fotodioda este o diodă semiconductoare a cărei joncţiune este expusă luminii exterioare, care influenţează curentul invers al diodei.

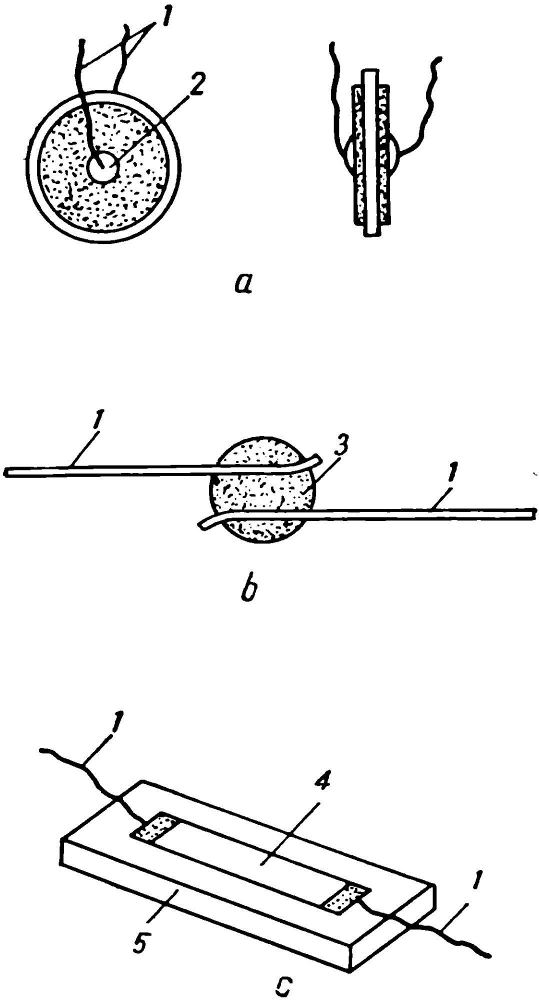


Fig. 5.24. Tipuri constructive de termistoare:
a — termistor-disc; *b* — termistor-perlă; *c* — termistor-fulg; *1* — conexiuni; *2* — sudură; *3* — perlă; *4* — fulg; *5* — suport

Joncţiunea *pn* a diodei este situată la 20 ··· 50 μm sub suprafaţa liberă a plăcuţei semiconductoare (de obicei germaniu). La grosimi atît de mici germaniul este practic transparent şi razele de lumină, concentrate de o mică lentilă, pot ajunge pînă la suprafaţa de joncţiune. În lipsa iluminării, curentul invers al fotodiodei este foarte mic. Sub efectul luminii, se transmite o energie suplimentară electronilor din regiunea joncţiunii, unde se creează un număr suplimentar de perechi electron-gol, proporţional cu fluxul luminos care cade pe fotodiodă. Prin aceasta apare în diodă un curent invers suplimentar, numit *curent fotoelectric*, proporţional cu fluxul luminos.

Caracteristicile fotodiodei seamănă cu cele ale unui tranzistor, cu deosebirea că nu curentul de intrare, ci fluxul luminos este cel care modifică curentul diodei.

Fototranzistorul are o construcţie similară cu fotodioda, dar are un electrod în plus, jucînd rolul de emitor. Fototranzistorul este, de fapt, un tranzistor la care joncţiunea colector-bază este expusă luminii.

Fotodiodele şi fototranzistoarele se utilizează pentru măsurarea fluxului luminos în diferite instalaţii de semnalizare şi avertizare, în automatizări etc.

5.5.7. FOTOREZISTENŢELE

Fotorezistenţele sînt dispozitive semiconductoare a căror rezistenţă variază în funcţie de iluminarea la care sînt supuse. Ele se realizează prin depunerea unei pelicule subţiri de material semiconductor pe un suport izolant, de obicei de sticlă. Ca materiale semiconductoare se folosesc: seleniul, sulfurile de taliu, de plumb şi de cadmiu.

La iluminarea unei asemenea fotorezistenţe, un număr suplimentar de electroni sînt eliberaţi şi prin aceasta curentul prin fotorezistenţă creşte.

Fotorezistenţele se folosesc în aceleaşi scopuri ca şi fotodiodele.

6. REDRESOARE

6.1. CIRCUITE ELECTRONICE

Prin circuite electronice înțelegem acele circuite care conțin tuburi electronice sau dispozitive semiconductoare.

Principala caracteristică a circuitelor electronice este aceea că ele conțin elemente neliniare cu parametri variabili în timp. Aceste elemente permit realizarea de funcțiuni ca redresare, amplificare, generare, modulație, detecție și altele, care nu pot fi înfăptuite cu elemente de circuit obișnuite, liniare, ca rezistoare, bobine, condensatoare, transformatoare etc.

Studiul general al circuitelor electronice fundamentale, care îndeplinesc funcțiunile menționate, reprezintă punctul de plecare pentru înțelegerea funcționării aparatelor și instalațiilor folosite în electronica industrială, în radiocomunicații și în alte domenii.

Redresarea — adică transformarea curentului alternativ în curent continuu — este realizată de obicei cu ajutorul diodelor. Această transformare este necesară în împrejurări diferite, în primul rînd pentru alimentarea cu curent continuu a unui aparat, a unei instalații etc. pornind de la curentul alternativ furnizat de rețeaua de alimentare generală. Redresarea se realizează cu ajutorul *redresoarelor*.

6.2. TRANSFORMATOARE DE REȚEA

Redresorul este alimentat de la rețea de obicei prin intermediul unui transformator, care se numește **transformator de rețea**.

Un transformator de rețea are diferite înfășurări, în funcție de particularitățile aparatului în care este utilizat, și diferite dimensiuni după puterea pe care trebuie s-o furnizeze. În cazul aparatelor cu tuburi electronice, schema cea mai răspîndită de transformator de rețea este cea din fig. 6.1. Primarul are mai multe prize, pentru a putea fi alimentat cu diferite tensiuni de rețea; de obicei, aceste tensiuni sînt 110, 120 și 220 V. Prizele sînt astfel alese încît dacă transformatorul este alimentat în primar cu tensiunea corespunzătoare prizei, în înfășurările secundare se vor obține totdeauna tensiuni de valori corecte.

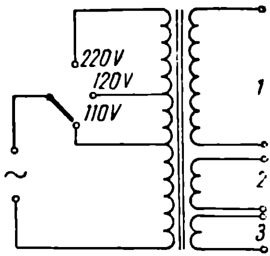


Fig. 6.1. Transformator de rețea.

Transformatorul are trei înfășurări secundare: una de tensiune înaltă, care alimentează redresorul și două de tensiune joasă pentru încălzirea filamentelor tuburilor. Una din înfășurările de joasă tensiune este destinată filamentului tubului redresor (care se află la un potențial ridicat față de masă), iar cealaltă pentru filamentele restului tuburilor (care se află la potențiale apropiate de cel al masei). Deseori, una din înfășurările de joasă tensiune lipsește; aceasta se întîmplă în cazurile în care redresorul folosește o diodă semiconductoare, sau cînd tubul redresor are filamentul bine izolat față de catod, astfel încît toate tuburile pot avea filamentele legate în paralel.

Transformatorul de rețea poate avea și alte înfășurări, în funcție de tensiunile cu care trebuie alimentat aparatul la care este folosit.

În unele aparate, în locul transformatorului de rețea se folosește un autotransformator. Acesta are diverse prize pentru obținerea tensiunilor necesare. El are avantajul că este mai ușor, mai puțin voluminos și mai ieftin decît un transformator de aceeași putere, dar are dezavantajul că nu izolează redresorul (și celelalte elemente de circuit pe care le alimentează) față de rețea.

6.3. SCHEME DE REDRESARE

Schemele de redresare, indiferent dacă sînt realizate cu diode cu vid, cu diode cu gaz sau cu diode semiconductoare, pot fi clasificate în scheme cu o singură diodă şi scheme cu mai multe diode. Schemele cu mai multe diode pot fi, la rîndul lor, scheme cu redresarea ambelor alternanţe, scheme în punte, scheme cu dublarea tensiunii sau scheme cu multiplicarea tensiunii.

6.3.1. REDRESAREA UNEI SINGURE ALTERNANŢE

Redresorul cu o singură diodă, utilizat pentru *redresarea unei singure alternanţe*, este cel mai simplu redresor. Schema lui este reprezentată în fig. 6.2, în două variante: cu tub electronic (diodă cu vid sau gaz) şi cu diodă semiconductoare.

Diferenţa dintre aceste două scheme constă numai în faptul că la cea care foloseşte tub electronic transformatorul de reţea are o înfăşurare pentru alimentarea filamentului tubului.

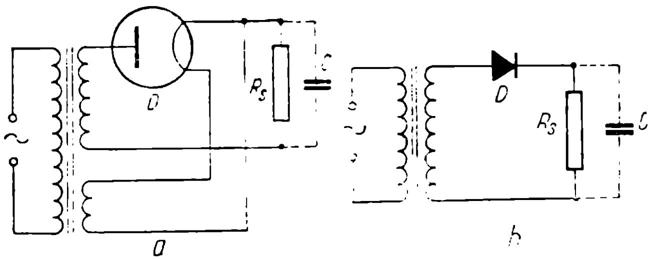


Fig. 6.2. Circuite pentru redresarea unei alternanţe:
a – cu diodă cu vid; *b* – cu diodă semiconductoare.

Dioda permite trecerea curentului numai într-un singur sens, astfel încît prin rezistorul de sarcină *R* circulă un curent în formă de impulsuri sau semialternanţe (fig. 6.3).

De cele mai multe ori, în paralel pe rezistorul de sarcină este conectat un condensator de capacitate mare, care are rolul de a menţine la bornele sale (şi deci şi la bornele rezisto-

rului de sarcină) o tensiune cu variații (pulsații) mai mici. Variația curenților și a tensiunilor pentru acest caz este reprezentată în fig. 6.4. În momentele în care dioda conduce, condensatorul C se încarcă rapid, circuitul de încărcare —

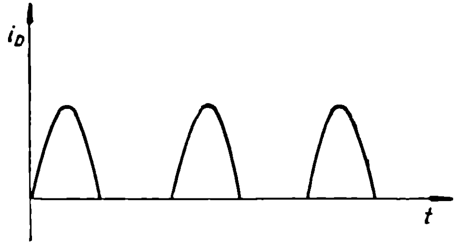


Fig. 6.3. Variația în timp a curentului și a tensiunii redresate la redresoarele din fig. 6.2. (fără condensatorul C).

format din secundarul transformatorului și din diodă — avînd o rezistență mică. În intervalul dintre două alternanțe pozitive ale tensiunii, cînd dioda nu conduce, condensatorul se descarcă pe rezistorul de sarcină R_s; rezistența acestuia fiind mai mare decît rezistența circuitului de încărcare, amintit anterior, descărcarea se produce mai încet, astfel încît tensiunea pe condensator scade destul de puțin pînă în momentul în care începe o nouă încărcare a sa. În consecință, tensiunea redresată se apropie de o tensiune continuă, avînd pulsații cu atît mai mici cu cît capacitatea condensatorului C este mai mare.

Reducerea suplimentară a pulsațiilor tensiunii redresate se face cu ajutorul filtrelor de netezire, care vor fi descrise mai departe.

Din cele expuse s-ar părea că este avantajos să se folosească condensatoare C de capacități cît mai mari. În realitate lucrurile nu stau tocmai așa. Pe măsură ce această capacitate crește, timpul în care dioda conduce este tot mai scurt, deoarece tensiunea redresată — care se aplică în sens invers diodei — este mai mare. Dioda conduce numai în momentele în care „vîrfurile" alternanțelor pozitive ale tensiunii alternative depășesc tensiunea redresată, astfel

încît tensiunea aplicată diodei să fie pozitivă. În acelaşi timp, amplitudinea impulsului de curent prin diodă creşte, deoarece dioda trebuie să conducă, într-un timp mai scurt, acelaşi curent mediu ca şi în cazul anterior. Dacă se folosesc condensatoare de capacitate foarte mare la ieşirea redresorului, impulsul de curent prin diodă poate fi atît de intens, încît deteriorează catodul tubului sau joncţiunea diodei semiconductoare folosite. Din această cauză, în cataloagele de tuburi electronice se menţionează deseori valoarea maximă admisibilă a capacităţii condensatorului conectat în paralel pe rezistenţa de sarcină.

Schema de redresare a unei singure alternanţe se foloseşte mai rar, din cauză că pulsaţiile tensiunii redresate sînt mai mari decît la alte scheme.

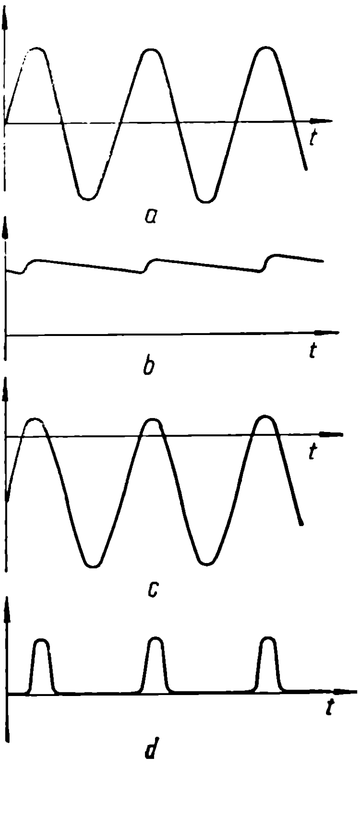


Fig. 6.4. Variaţia în timp a curenţilor şi tensiunilor la redresoarele din fig. 6.2 (cu condensatorul C):

a — tensiunea aplicată la intrare; *b* — tensiunea redresată la bornele rezistorului de sarcină; *c* — tensiunea pe diodă (obţinută prin însumarea tensiunii alternative de la intrare şi a tensiunii redresate, cu polaritatea corespunzătoare); *d* — curentul prin diodă.

6.3.2. REDRESAREA AMBELOR ALTERNANŢE

Schema de redresare a ambelor alternanţe funcţionează cu două diode, alimentate în antifază de cele două secţiuni ale secundarului transformatorului de reţea (fig. 6.5). Cele două diode conduc pe rînd cîte o semiperioadă, curenţii redresaţi trecînd în acelaşi sens prin rezistorul de sarcină (fig. 6.6,). Astfel, în momentele în care tensiunea alternativă

pe dioda D_1 este pozitivă, această diodă conduce, iar cealaltă diodă este blocată. Curentul neputînd trece prin dioda D_2 va circula prin rezistorul de sarcină R_s, în sensul indicat de săgeată. În semiperioada următoare dioda D_1 este blocată,

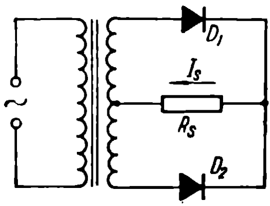


Fig. 6.5. Circuit cu transformator pentru redresarea ambelor alternanțe.

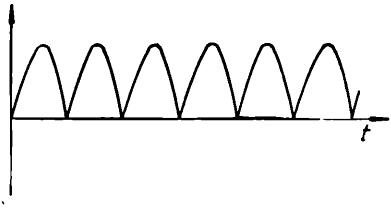


Fig. 6.6. Variația în timp a tensiunii redresate la redresorul din fig. 6.5.

iar dioda D_2 conduce; curentul va circula tot prin rezistorul R_s, în același sens ca și înainte.

În consecință, tensiunea redresată are forma din fig. 6.6. Se vede că acest montaj redresează ambele alternanțe ale tensiunii alternative.

De obicei, și în acest caz se conectează în paralel pe rezistorul da sarcină un condensator de capacitate mare. Efectul acestui condensator este același ca și în cazul schemei de redresare a unei alternanțe. Eficacitatea lui este însă mai mare în acest caz, deoarece intervalul de timp dintre două încărcări succesive ale condensatorului s-a redus la jumătate, deci durata descărcării s-a redus și ea, iar pulsațiile tensiunii redresate devin mai mici.

Schema de redresare a ambelor alternanțe este folosită mai ales la redresoarele cu tuburi electronice. Deseori, în locul a două diode separate se utilizează o singură diodă cu doi anozi și un singur catod.

Schema de *redresare în punte* (fig. 6.7) folosește patru diode montate astfel încît să formeze un pătrat. Tensiunea alternativă se aplică pe o diagonală, iar tensiunea redresată se obține pe cealaltă diagonală. Pentru a înțelege funcționarea acestui redresor, să urmărim sensurile curenților în două semiperioade consecutive ale tensiunii alternative. Să presupunem că în prima semiperioadă tensiunea alternativă este pozitivă în extremitatea A a înfășurării secundare a trans-

formatorului şi negativă în extremitatea B. Diodele D_1 şi D_3 vor conduce, deoarece ele sînt polarizate în sens direct, pe cînd diodele D_2 şi D_4 vor fi blocate, tensiunea fiind aplicată la bornele lor în sens invers. Curentul va circula de la punctul A către punctul B prin dioda D_1, rezistorul de sarcină R_s şi dioda D_3.

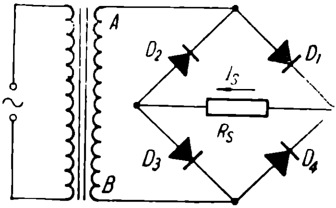


Fig. 6.7. Circuitul de redresare în puncte.

În semiperioada următoare, plusul tensiunii alternative este în punctul B, iar minusul în punctul A. Diodele D_2 şi D_4 conduc, iar diodele D_1 şi D_3 sînt blocate. Curentul circulă de la B către A, prin dioda D_4, rezistorul de sarcină R_s şi dioda D_2. Se vede că sensul curentului prin rezistorul R_s este acelaşi în cele două semiperioade, deci la bornele acestuia se obţine o tensiune redresată de aceeaşi formă ca şi la schema de redresare a ambelor alternanţe. Şi în acest caz se montează, de obicei, un condensator de capacitate mare în paralel pe rezistorul de sarcină.

Montajul de redresare în punte se foloseşte destul de des la redresoarele cu diode semiconductoare; faţă de montajul cu redresarea ambelor alternanţe, acesta are avantajul că diodele sînt supuse unei tensiuni inverse de două ori mai mici, deoarece în cursul funcţionării ele apar legate în serie două cîte două, aşa cum s-a arătat. În schimb, acest montaj nu se foloseşte în cazul redresoarelor cu tuburi, deoarece filamentele diodelor ar trebui alimentate cu cel puţin trei înfăşurări, distincte şi bine izolate între ele, ale transformatorului de reţea.

6.3.3. REDRESAREA CU DUBLAREA TENSIUNII

Schema din fig. 6.8 se numeşte *schemă de redresare cu dublarea tensiunii*, deoarece la aceeaşi valoare a tensiunii alternative produce o tensiune redresată aproape dublă în comparaţie cu schema în punte. Montajul funcţionează în modul următor. În cursul primei semiperioade condensatorul C se încarcă pînă la valoarea de vîrf a tensiunii din

secundar, prin dioda D_1, care este polarizată în sens direct. În cursul celei de-a doua semiperioade conduce dioda D_2, care va încărca condensatorul C_2 de asemenea pînă la valoarea de vîrf a tensiunii alternative din secundar.

Dacă cele două condensatoare au capacitate destul de mare, ele se vor descărca relativ puţin în intervalele dintre perioadele de încărcare a lor, astfel încît vor păstra o tensiune apropiată de valoarea la care s-au încărcat prin diodele corespunzătoare. Cele două condensatoare C_1 şi C_2 fiind legate în serie, tensiunile lor se adună, astfel încît tensiunea redresată este aproape egală cu dublu tensiunii de vîrf a tensiunii alternative din secundarul transformatorului de reţea.

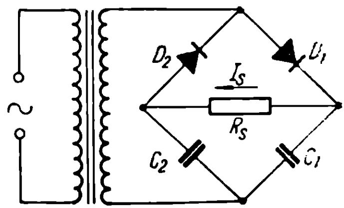


Fig. 6.8. Circuit de redresare cu dublarea tensiunii.

Schema de redresare cu dublarea tensiunii se foloseşte numai pentru puteri mici (curenţi de cîţiva miliamperi).

În unele cazuri numai la puteri mici se folosesc redresoare alimentate direct de la reţea, fără transformator. În aceste cazuri se pot utiliza numai schemele de redresare a unei alternanţe sau schemele în punte.

6.4. FILTRE DE NETEZIRE

Am arătat că pentru a obţine o tensiune redresată practic continuă este necesar ca pulsaţiile acestei tensiuni să fie reduse cît mai mult posibil cu ajutorul unui filtru de netezire. În acelaşi timp, acest filtru trebuie să producă o micşorare neînsemnată a tensiunii redresate.

La oricare din schemele de redresare examinate tensiunea redresată are două componente· o componentă continuă şi o componentă alternativă (pulsaţia), a cărei frecvenţă este egală cu frecvenţa reţelei, adică cu 50 Hz (la schema de redresare a unei alternanţe) sau cu dublul acestei frecvenţe, adică cu 100 Hz (la celelalte scheme). Filtrul de netezire

trebuie să atenueze (să slăbească) cît mai puţin componenta continuă a tensiunii redresate şi să atenueze cît mai mult componenta alternativă a acestei tensiuni. Pentru a îndeplini această funcţiune, filtrul trebuie să cuprindă elemente de circuit cu impedanţă mare în curent alternativ, legate în

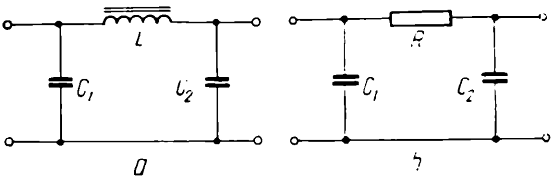


Fig. 6.9. Filtre de netezire:
a — filtru inductanţă-capacitate (*LC*); *b* — filtru rezistenţă-capacitate (*RC*).

serie în circuit şi elemente de circuit cu impedanţă mică în curent alternativ, legate în paralel; primele vor împiedica trecerea componentei alternative a curentului redresat, iar ultimele vor canaliza aceste componente, astfel încît ele să nu treacă prin rezistorul de sarcină.

Schemele folosite cel mai des pentru filtrarea tensiunii redresate sînt celulele inductanţă-capacitate *LC* şi celulele rezistenţă-capacitate *RC*, prezentate în fig. 6.9.

Filtrul *LC* este compus dintr-o bobină legată în serie în circuit şi dintr-un condensator legat în paralel în circuit (rolul condensatorului C_1 l-am examinat anterior, cînd am constatat că la bornele acestui condensator există şi o componentă alternativă a tensiunii, produsă de încărcarea şi descărcarea periodică a lui, o dată sau de două ori în fiecare perioadă). Bobina *L* prezintă o reactanţă mare pentru componenta alternativă a tensiunii redresate, astfel încît prin ea va circula un curent alternativ de intensitate foarte mică. Totuşi, şi acest curent alternativ mic ar produce efecte nedorite dacă s-ar închide prin rezistorul de sarcină; pentru a împiedica acest lucru, s-a introdus în schemă condensatorul C_2, care avînd o reactanţă foarte mică, constituie o cale de mică impedanţă pentru curentul alternativ, care va circula

aproape în întregime prin condensatorul C_2, ocolind rezistorul de sarcină R_s.

Raportul în care grupul LC_2 reduce pulsaţiile tensiunii redresate este aproximativ egal cu raportul dintre reactanţa bobinei L şi reactanţa condensatorului C_2, adică este:

$$\frac{\omega L}{\frac{1}{\omega C_2}} = \omega^2 L C_2.$$

De exemplu, dacă inductanţa bobinei este de 10 H şi capacitatea condensatorului de 100 μF, în cazul pulsaţiilor cu frecvenţa de 100 Hz, pulsaţiile tensiunii redresate sînt micşorate de aproximativ 400 ori.

Componenta continuă a curentului redresat circulă aproape în întregime prin bobină şi prin rezistorul de sarcină, deoarece rezistenţele de izolaţie ale condensatoarelor filtrului fiind foarte mari, curenţii derivaţi prin aceste condensatoare sînt neînsemnaţi. Pentru ca pe bobina L să se producă o cădere de tensiune continuă cît mai mică, rezistenţa acestei bobine trebuie să fie suficient de mică.

Bobinele folosite în filtrele de netezire sînt cu miez de fier, avînd cîteva mii de spire. Condensatoarele din filtrele de netezire sînt aproape în toate cazurile condensatoare electrolitice, cu capacităţi de 20—100 μF şi tensiune de lucru mai mare cu 20—50% decît tensiunea redresată. Numai în cazul tensiunilor redresate înalte, de peste 500 V, se folosesc condensatoare de filtraj de alte tipuri. La redresoarele pentru tensiuni joase şi curenţi mai intenşi se folosesc şi condensatoarele electrolitice de capacităţi mai mari, pînă la cîteva mii de microfarazi.

Filtrul *RC* diferă de filtrul *LC* descris prin faptul că în locul bobinei se foloseşte un rezistor. Avantajul acestui tip de filtru este că rezistorul are un volum şi un preţ de cost mult mai mici decît bobina de filtraj. În schimb, căderea de tensiune pe rezistor este mai mare; din această cauză nu se pot utiliza rezistenţe de valori prea mari şi deci efectul de filtraj rezultă mai redus. Filtrul *RC* se foloseşte totuşi aproape în toate cazurile în care curentul redresat nu depăşeşte 20—50 mA.

6.5. STABILIZATOARE DE TENSIUNE

Stabilizatoare de tensiune se numesc aparatele sau dispozitivele care menţin o tensiune constantă la ieşire, la variaţia între anumite limite a tensiunii de alimentare sau a rezistenţei de sarcină.

Stabilizatoarele de tensiune se pot clasifica în stabilizatoare de tensiune continuă şi stabilizatoare de tensiune alternativă. Cele mai răspîndite stabilizatoare de tensiune continuă sînt stabilizatoarele care folosesc tuburi cu gaz, stabilizatoarele cu diode semiconductoare şi stabilizatoarele electronice cu reacţie. Stabilizatoarele de tensiune alternativă pentru puteri nu prea mari sînt de tipul cu ferorezonanţă, iar cele pentru puteri mai mari sînt electronice.

Stabilizatoarele de tensiune sînt caracterizate în primul rînd prin *factorul de stabilizare*, egal cu raportul dintre variaţia în procente a tensiunii de intrare şi variaţia în procente a tensiunii de ieşire, produsă de modificarea respectivă a tensiunii de intrare. De exemplu, dacă o variaţie de 10% a tensiunii de intrare produce o variaţie de 0,5% a tensiunii de ieşire, factorul de stabilizare este $10/0,5=20$.

Un alt parametru al stabilizatoarelor de tensiune este *rezistenţa internă*, egală cu scăderea tensiunii de ieşire, în volţi, produsă de o creştere cu 1 A a curentului debitat de stabilizator; ea este de fapt egală cu rezistenţa internă echivalentă a stabilizatorului privit ca un generator care alimentează consumatorul conectat la ieşirea lui.

Produsul dintre tensiunea nominală şi curentul nominal al stabilizatorului de tensiune ne dă puterea nominală a lui.

Un stabilizator de tensiune este cu atît mai bun, cu cît are un factor de stabilizare mai mare şi o rezistenţă internă mai mică.

6.5.1. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ CU TUBURI CU GAZ

Tuburile cu gaz cu catod rece pot servi pentru stabilizarea tensiunii continue. Se fabrică tuburi cu gaz speciale,

umplute cu argon sau neon, pentru stabilizarea tensiunii; aceste tuburi se mai numesc *stabilovolți*.

Stabilizatorul de tensiune cu tub cu gaz se realizează după schema din fig. 6.10. Tensiunea nestabilizată de intrare, care trebuie să fie mai mare decît tensiunea stabilizată cu 40—100%, se aplică tubului prin intermediul unui rezistor R. Acțiunea de stabilizare a tensiunii se poate explica în modul următor: la o creștere a tensiunii de intrare crește curentul prin rezistorul R și curentul prin tub; punctul de funcționare a tubului se deplasează în sus pe caracteristica din fig. 4.25, dar tensiunea la bornele sale rămîne aproape constantă, ceea ce se vede din aceeași caracteristică. Creșterea tensiunii de intrare este deci preluată practic integral de rezistorul R, tensiunea de ieșire modificîndu-se foarte puțin. Asemănător se petrec lucrurile și la scăderea tensiunii de intrare; curentul prin tub scade, dar tensiunea la bornele lui rămîne practic neschimbată.

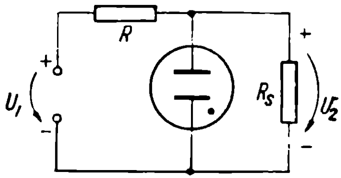


Fig. 6.10. Stabilizator de tensiune cu diodă cu gaz.

Stabilizatorul de tensiune cu tub cu gaz menține constantă tensiunea de ieșire și în cazul în care variază rezistența de sarcină între anumite limite. Dacă, de exemplu, rezistența de sarcină crește, curentul de sarcină scade, dar se mărește în mod corespunzător curentul prin tub, astfel că prin rezistorul R_s va circula un curent de valoare neschimbată. Dacă, dimpotrivă, rezistența de sarcină scade, curentul în sarcină va crește, iar curentul prin tub se va micșora cu aceeași cantitate.

Pentru ca funcționarea stabilizatorului cu tub cu gaz să fie corectă, rezistența R trebuie să aibă o anumită valoare. Aceasta se poate determina cu formula:

$$R = \frac{U_{med} - U_2}{I_{med} + I_s},$$

în care:

U_{med} este valoarea medie a tensiunii aplicate;
U_2 — tensiunea la ieșirea stabilizatorului;

I_{med} este curentul mediu prin tubul cu gaz, egal cu $\frac{I_{max}+I_{min}}{2}$, unde I_{max} este curentul maxim prin tub, iar I_{min} — curentul minim prin tub;

I_s — curentul în sarcină.

Tuburile stabilizatoare de tensiune se construiesc de obicei pentru curenţi nu prea mari, de ordinul 10—50 mA. Dacă este necesar să se stabilizeze tensiuni la bornele; unor sarcini care consumă un curent mai mare, se folosesc stabilizatoare de tensiune cu reacţie.

De asemenea, stabilizatoarele cu tub cu gaz nu sînt potrivite pentru stabilizarea unor tensiuni mai mici decît 50 V. În aceste cazuri sînt mai avantajoase stabilizatoarele de tensiune cu diode semiconductoare.

6.5.2. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU DIODE SEMICONDUCTOARE

Pentru stabilizarea tensiunilor joase se pot folosi nişte diode semiconductoare cu siliciu speciale, numite diode Zener. Aceste diode funcţionează normal în sensul de blocare, la o tensiune la care se produce o străpungere a joncţiunii diodei. Spre deosebire însă de diodele semiconductoare obişnuite, la care străpungerea joncţiunii ar duce la deteriorarea lor, diodele Zener sînt astfel construite, încît această străpungere are loc la o tensiune relativ joasă, la care nu se produce nici o modificare sensibilă a parametrilor diodei, aceasta putînd funcţiona practic nelimitat în acest regim.

Tensiunea la care se produce străpungerea diodei Zener este foarte stabilă în timp şi depinde foarte puţin de curentul care parcurge dioda şi de temperatura mediului. În fig. 5.10 este reprezentată caracteristica curent-tensiune a unei diode Zener.

Tensiunea U_0, numită şi *tensiune de stabilizare*, este tensiunea la care se produce străpungerea; se observă că la tensiuni inverse mai mici decît U_0, curentul prin diodă este extrem de mic, practic neglijabil. Dacă tensiunea pe diodă depăşeşte, în sens invers conducţiei obişnuite, valoarea U_0,

curentul crește brusc; această porțiune a caracteristicii este aproape verticală, adică tensiunea se menține aproape constantă oricum ar varia curentul.

Dioda Zener poate fi folosită pentru stabilizarea tensiunilor continue într-un montaj asemănător cu cel folosit la stabilizatoarele cu tub cu gaz (fig. 6.11).

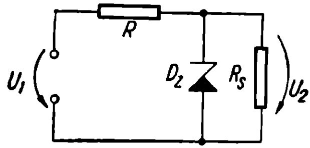


Fig. 6.11. Stabilizator de tensiune cu diodă Zener.

Valorile obișnuite ale tensiunilor de stabilizare U_0 sînt cuprinse între 5 și 50 V. La curenți de sarcină de 5—20 mA se pot obține factori de stabilizare de 50—300. Dacă este necesar un factor de stabilizare mai ridicat, se pot lega în cascadă două asemenea stabilizatoare. Există și diode Zener de putere mai mare, cu care se pot stabiliza curenți pînă la aproximativ 1 A.

7. AMPLIFICATOARE

7.1. INTRODUCERE

Unul din procesele fundamentale în electronică şi în aplicaţiile sale este amplificarea. Prin amplificare se înţelege „întărirea" unor oscilaţii, păstrînd forma lor; cu alte cuvinte, amplificatorul primeşte nişte oscilaţii slabe, pe care le amplifică şi le redă mai puternice.

Caracteristica fundamentală a amplificatorului — aşa cum vom vedea mai departe — este proporţionalitatea mărimii de ieşire (cea amplificată) cu mărimea de intrare (cea slabă, care urmează să fie amplificată). Prin urmare, nu orice dispozitiv care produce tensiuni mai mari sau curenţi intenşi este un amplificator. Pentru a putea vorbi despre amplificare, este necesar ca tensiunea sau curentul produs să fie rezultatul „comenzii" date amplificatorului prin tensiunea sau curentul aplicat la intrarea lui; amplificatorul trebuie să urmărească fidel această „comandă", să păstreze frecvenţa şi forma mărimii de intrare şi să-i modifice doar amplitudinea.

Amplificarea se realizează, în mod obişnuit, cu ajutorul dispozitivelor a căror rezistenţă poate fi comandată prin aplicarea unei tensiuni sau unui curent de comandă. Strămoşul acestor dispozitive este „coherorul" folosit în primii ani ai radiofoniei, un tub umplut cu praf de cărbune, a cărui rezistenţă era modificată sub acţiunea unor semnale recepţionate. Azi se folosesc, ca dispozitive de bază pentru realizarea amplificării, triodele şi tranzistoarele. Atît la triode,

cît şi la tranzistoare, o tensiune variabilă (de regulă, alternativă) aplicată pe electrodul de comandă (grila la triode, emitorul sau baza la tranzistoare) produce o variaţie corespunzătoare a curentului de ieşire (curentul anodic, respectiv curentul de colector), fapt care poate fi interpretat ca fiind rezultatul modificării rezistenţei elementului respectiv.

Curentul de ieşire trece printr-un *rezistor de sarcină*, conectat în serie cu circuitul anodic, respectiv circuitul de colector. La bornele acestui rezistor ia naştere o tensiune variabilă, proporţională cu tensiunea variabilă de comandă. Raportul dintre aceste două tensiuni se numeşte *amplificare în tensiune* (sau coeficient de amplificare în tensiune).

În mod similar se poate vorbi despre o *amplificare în curent*, ca raport între curentul variabil de ieşire şi curentul variabil de comandă (aplicat la intrare).

În multe cazuri prezintă importanţă *amplificarea în putere*, egală cu raportul dintre puterea obişnuită la ieşire (ca rezultat al amplificării) şi puterea cheltuită în circuitul de intrare, pentru comandă.

Atît amplificarea în tensiune, cît şi amplificarea în curent şi amplificarea în putere sînt mărimi adimensionale. Se poate arăta că amplificarea în putere este egală cu produsul dintre amplificarea în tensiune şi amplificarea în curent.

Am amintit că un amplificator trebuie să asigure o amplificare constantă, independentă de amplitudinea „comenzii" şi de frecvenţa ei, pentru ca forma acesteia să nu fie alterată. Cu alte cuvinte, amplificatorul trebuie să fie „fidel". În realitate, orice amplificator introduce o oarecare deformare sau *distorsiune* a semnalului* de amplificat.

Amplificarea neuniformă a semnalelor de diferite frecvenţe face ca, de exemplu, într-o transmisie a unui program muzical raportul natural dintre sunetele de diferite frecvenţe să nu se mai păstreze şi astfel să se denatureze programul. Această denaturare a programului datorită amplificării inegale la diferite frecvenţe se numeşte *distorsiune de frecvenţă*

---

* Prin semnal se înţelege în general o mărime electrică sau neelectrică, care joacă rolul de suport material pentru transmiterea de informaţii, în diferite sisteme de comunicaţii, automatizare etc. În studiul circuitelor electronice semnalul poate fi un curent, o tensiune etc. avînd o anumită variaţie în timp.

sau distorsiune liniară. Distorsiunea de frecvenţă este caracterizată prin aceea că nu apar componente de frecvenţe noi, ci se schimbă amplitudinile relative ale semnalelor transmise. La transmiterea unui program muzical distorsiunile de frecvenţă se manifestă de obicei prin aceea, că sunetele joase (tobele) şi sunetele înalte (vioară, flaut) se aud mai slab decît în programul original.

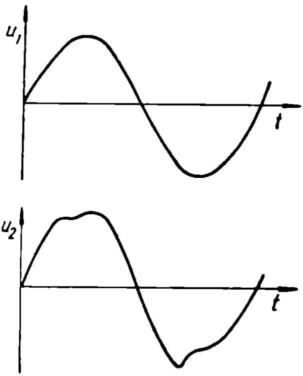


Fig. 7.1. Tensiunea de intrare, sinusoidală, şi tensiunea de ieşire, deformată, la un amplificator.

În afară de distorsiunile de frecvenţă, amplificatoarele mai introduc şi alte deformări ale semnelor cunoscute sub denumirea de *distorsiuni neliniare.*

Distorsiunile neliniare sînt introduse de elementele de circuit neliniare, ca de exemplu: tuburile electronice, tranzistoarele, bobinele cu miez de fier etc. şi se manifestă prin aceea că semnalul la ieşirea unui amplificator nu mai este proporţional cu semnul de la intrare. Astfel, dacă se aplică la intrarea amplificatorului o tensiune sinusoidală, tensiunea de la ieşire nu va mai fi totdeauna sinusoidală, ci va avea o formă mai complexă (fig. 7.1). Se ştie, că orice oscilaţie complexă se compune dintr-o serie de oscilaţii simple sinusoidale — o fundamentală şi armonici de ordin superior (v. § 11.5).

Distorsiunile de formă ale oscilaţiilor amplificate, prin care se adaugă armonici în plus la fundamentală, se numesc distorsiuni neliniare. Aceste distorsiuni se fac simţite printr-o alterare a sunetelor, care devin răguşite.

Aprecierea distorsiunilor neliniare se face calculînd factorul de distorsiuni neliniare, care reprezintă procentul armonicilor de prisos produse în amplificator în comparaţie cu fundamentale.

Expresia lui este:

$$d=\frac{\sqrt{A_2^2+A_3^2+A_4^2\cdots}}{A_1}\,100\ [\%],$$

unde A_2, A_3, A_4 sînt amplitudinele armonicilor, iar A_1 este amplitudinea fundamentalei. De obicei d se exprimă în procente. Numărătorul expresiei factorului de distorsiuni neliniare este radical din suma pătratelor armonicilor — pentru că aceasta reprezintă valoarea efectivă a armonicilor; la numitor, A_1 reprezintă valoarea efectivă a fundamentalei.

Factorul de distorsiuni se poate calcula şi măsura relativ uşor. Cunoaşterea mărimii lui este foarte importantă pentru aprecierea unui amplificator. Trebuie ştiut că, dacă factorul de distorsiuni neliniare este mai mic decît 5%, adică dacă toate armonicile introduse de amplificator nu reprezintă în total mai mult de 5% din valoarea efectivă a fundamentalei, ele nu sînt supărătoare.

7.2. TRIODA CA AMPLIFICATOARE

Schema fundamentală de conectare a triodei ca amplificatoare este reprezentată în fig. 7.2 (circuitul de alimentare a filamentului a fost omis, pentru simplificare).

Bateria E_a serveşte pentru generarea tensiunii pozitive a anodului faţă de catod, iar bateria E_g pentru generarea tensiunii negative a grilei faţă de catod. Rezistorul R_a reprezintă sarcina triodei, la bornele căreia se obţine tensiunea amplificată. Rezistorul R_g are rolul de a transmite grilei potenţialul negativ creat de bateria E_g.

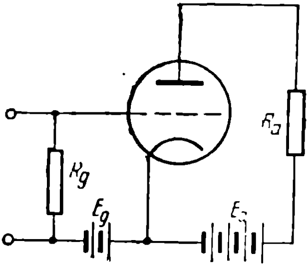


Fig. 7.2. Etaj de amplificare cu triodă (schemă de principiu).

7.2.1. FUNCŢIONAREA AMPLIFICATORULUI CU TRIODĂ

Să analizăm funcţionarea acestui amplificator cu triodă.

Vom presupune că la intrare, adică între bornele rezistorului R_g, se aplică o tensiune alternativă U_g cu amplitudinea de 10 V (tensiunea care urmează să fie amplificată).

Această tensiune alternativă se adaugă tensiunii continue a bateriei E_g; ea fiind alternativă, deci schimbîndu-şi mereu sensul, în anumite momente va mări potenţialul grilei, iar în alte momente îl va micşora. În mod corespunzător, şi curentul anodic al triodei va creşte şi va scădea periodic, în conformitate cu variaţia tensiunii grilei. Curentul anodic trecînd prin rezistorul de sarcină R_a produce la bornele acestuia o tensiune variabilă, la rîndul ei în perfectă corespondenţă cu tensiunea variabilă a grilei. Ca rezultat, tensiunea la bornele lui R_a, numită tensiune de ieşire, este proporţională cu tensiunea la bornele lui R_g (tensiunea de intrare) şi — în toate cazurile practice — mai mare decît aceasta. Se realizează astfel amplificarea în tensiune.

Pentru a analiza mai detaliat fenomenele care au loc, în fig. 7.3 este reprezentată *caracteristica dinamică* de grilă a tubului (curba de variaţie a curentului anodic în funcţie de tensiunea grilei, ţinînd seamă de prezenţa rezistenţei R_a în circuitul anodic). În adevăr, la o tensiune dată a bateriei anodice, de exemplu $E_a=300$ V, pentru fiecare valoare a tensiunii grilei corespunde o anumită valoare a curentului anodic; acesta produce o cădere de tensiune pe R_a, deci tensiunea anodică a triodei este mai mică decît E_a. Caracteristica dinamică se va afla deci întotdeauna sub caracteristica statică corespunzătoare de grilă (v. § 4.4.2), deoarece la $u_a<E_a$ curentul anodic va fi şi el mai mic.

Să considerăm că tensiunea bateriei de grilă este $E_g=$ $=-30$ V. Tensiunea alternativă suprapusă U_g face ca tensiunea rezultată a grilei să varieze între:

$$E_g+U_g=-30+10=-20 \text{ V}$$

şi

$$E_g-U_g=-30-10=-40 \text{ V}$$

În fig. 7.3 se poate vedea variaţia în timp a tensiunii grilei şi valorile pe care le ia în diferite momente. Astfel la momentul t_1 tensiunea alternativă ajunge, să zicem, la valoarea $+7$ V, deci tensiunea grilei va fi $-30+7=23$ V. Curentul anodic al tubului, care iniţial (pentru $E_g=-30$) a fost de 10 mA, creşte pînă la valoarea $i_a=15{,}5$ mA.

La un alt moment t_2 tensiunea u_g ajunge la valoarea maximă de 10 V. Tensiunea pe grilă va fi în acest caz

$-30+10=20$ V. Se vede pe figură că valoarea curentului ajunge acum la 17,5 mA (în punctul *2* al curbei curentului anodic).

În mod similar, în momentele următoare, t_3, t_4 etc. tensiunea grilei trece prin alte valori şi curentul anodic va

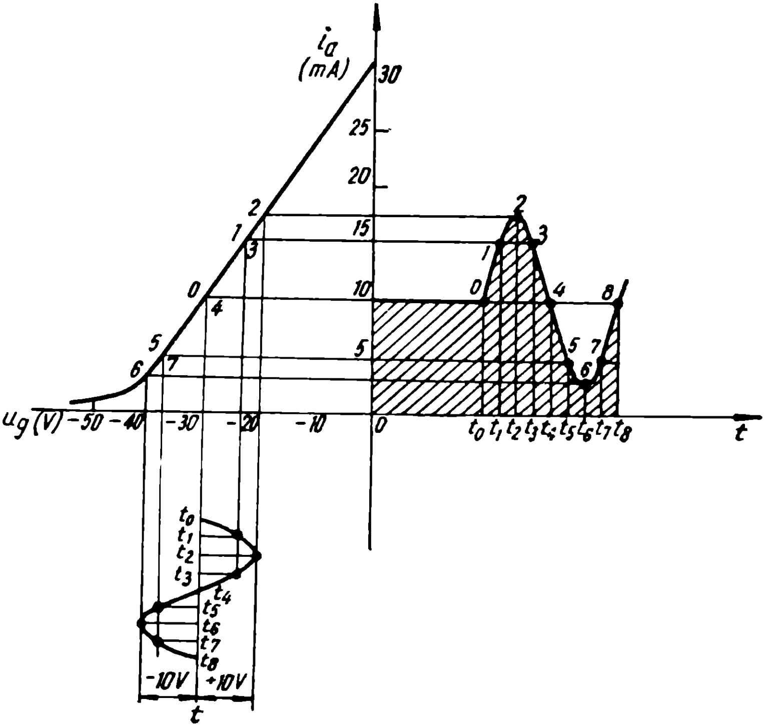


Fig. 7.3. Explicarea funcţionării amplificatorului cu triodă, pe caracteristica dinamică a tubului.

lua valorile corespunzătoare punctelor *3*, *4* etc. de pe figură. În momentul t_6, cînd u_g ia valoarea minimă de -10 V, tensiunea grilei este $-30-10=-40$ V şi curentul va avea şi el valoarea minimă $i_a=3$ mA (punctul *6*).

În concluzie, curentul anodic variază în acelaşi fel ca şi tensiunea grilei, între limita maximă de 17,5 mA şi limita

minimă de 3 mA. Variaţia totală a curentului este deci de 14,5 mA. Dacă rezistenţa de sarcină este R_a=6 kΩ, variaţia tensiunii la bornele ei va fi de 6.14,5=87 V. Tensiunea grilei variază, aşa cum am văzut, între –20 V şi –40 V, deci variaţia totală a ei este de 20 V. Amplificarea în tensiune este, prin urmare:

$$\frac{87}{20}=4,35.$$

7.2.2. SCHEMA ECHIVALENTĂ A TRIODEI CA AMPLIFICATOARE

Trioda se comportă, în circuitul anodic, ca un generator în serie cu rezistenţa sa internă. Tensiunea electromotoare a acestui generator este de μ ori mai mare decît tensiunea aplicată grilei, adică este egală cu μu_g; aceasta rezultă din cele discutate la § 4.4 despre funcţionarea triodei. Rezistenţa internă a generatorului echivalent este R_i. Rezultă deci că funcţionarea amplificatorului poate fi analizată pe schema echivalentă din fig. 7.4, în care μ şi R_i sînt parametrii ai triodei (factorul de amplificare respectiv rezistenţa internă), iar R_a este rezistenţa de sarcină.

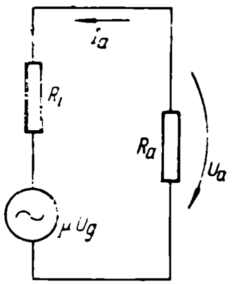


Fig. 7.4. Circuitul echivalent al triodei ca amplificatoare.

Curentul alternativ din acest circuit are amplitudinea:

$$I_a=\frac{\mu U_g}{R_i+R_a}$$

dacă U_g este amplitudinea tensiunii alternative de grilă.

Tensiunea alternativă care ia naştere la bornele rezistorului R_a este deci

$$U_a=R_a I_a=\frac{\mu R_a U_g}{R_i+R_a}$$

Conform definiţiei amplificării, rezultă

$$A=\frac{U_a}{U_g}=\frac{\mu R_a}{R_i+R_a}$$

sau

$$A=\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_a}}.$$

De exemplu, dacă $\mu=30$, $R_i=10$ kΩ şi $R_a=20$ kΩ, se obţine

$$A=\frac{30}{1+\frac{10}{20}}=20.$$

7.3. TRANZISTORUL CA AMPLIFICATOR

La § 5.4 a fost analizată funcţionarea tranzistorului în conexiune cu baza comună. Schema fundamentală de conectare a tranzistorului ca amplificator, în montaj cu baza comună, este reprezentată în fig. 7.5.

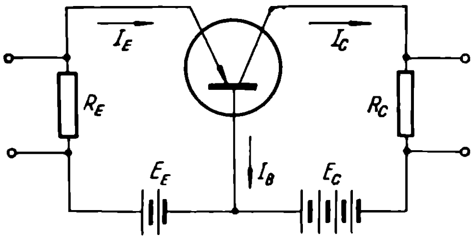


Fig. 7.5. Etaj de amplificare cu tranzistor, în conexiune cu bază comună.

Aşa cum s-a mai arătat, bateria E_C serveşte pentru polarizarea în sens invers a joncţiunii colector-bază, iar bateria E_E pentru polarizarea în sens direct a joncţiunii emitor-bază. Rezistorul R_C reprezintă *sarcina* tranzistorului, la bornele căreia se obţine tensiunea amplificată.

7.3.1. FUNCŢIONAREA AMPLIFICATORULUI CU TRANZISTOR ÎN CONEXIUNE CU BAZA COMUNĂ

Amplificatorul cu tranzistor funcţionează, în anumite privinţe, asemănător amplificatorului cu triodă.

Tensiunea alternativă de amplificat se aplică la intrare, între emitor şi bază, în serie cu tensiunea bateriei E_E. Tensiunea emitor-bază va fi deci suma tensiunii constante a bateriei şi a tensiunii alternative de amplificat, variind în jurul valorii medii date de baterie. În mod corespunzător, curentul de emitor va creşte şi va scădea periodic, în ritmul de variaţie impus de tensiunea emitor-bază. Curentul de colector, practic egal cu curentul de emitor, trece prin rezistorul R_C şi produce o cădere de tensiune variabilă, care reproduce variaţia tensiunii emitor-bază. Ca urmare, tensiunea la bornele lui R_C reprezentînd tensiunea de ieşire (tensiunea amplificată) este proporţională cu tensiunea de intrare şi, de regulă, mai mare decît aceasta. Se obţine astfel o amplificare în tensiune.

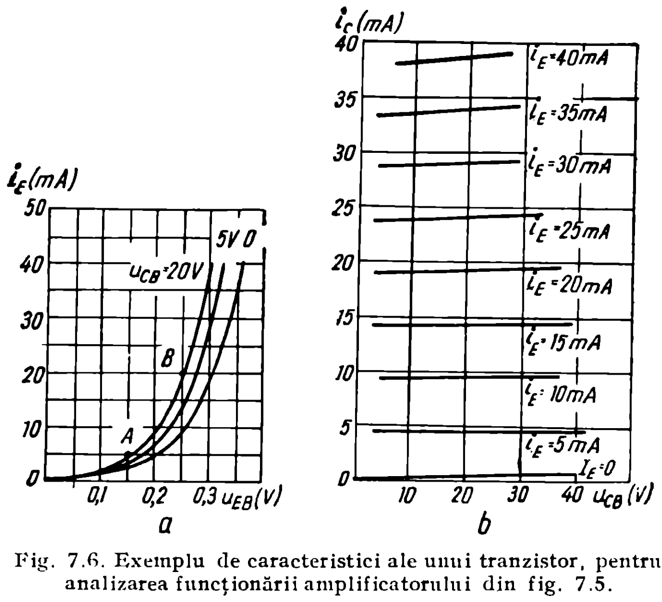


Fig. 7.6. Exemplu de caracteristici ale unui tranzistor, pentru analizarea funcţionării amplificatorului din fig. 7.5.

Ca exemplu, să considerăm un amplificator cu tranzistor, ale cărui caracteristici sînt reprezentate în fig. 7.6.

Să presupunem că tensiunea bateriei emitor-bază este E_E=0,15 V. În acest caz, curentul de emitor este I_E=5 mA,

iar curentul de colector are o valoare foarte apropiată de aceasta (punctul A pe caracteristici). Dacă se aplică o tensiune de 0,1 V la intrare, tensiunea emitor-bază devine 0,25 V, iar curentul de emitor şi, corespunzător, curentul de colector devin egali cu 20 mA (punctul B pe caracteristici).

Să considerăm că $R_C=5$ kΩ. În primul caz, tensiunea la bornele lui R_C va fi $5 \cdot 5=25$ V, iar în al doilea caz $20 \cdot 5=100$ V. Tensiunea de ieşire creşte, deci, cu 75 V atunci cînd tensiunea de intrare variază cu 0,1 V. Amplificarea în tensiune rezultă

$$A=\frac{75}{0,1}=750.$$

Evident, o amplificare atît de mare s-ar putea realiza numai dacă tensiunea bateriei E_C ar fi suficient de ridicată; ea trebuie să fie totdeauna mai mare decît tensiunea maximă la bornele rezistorului R_C.

Dacă tensiunea de intrare variază sinusoidal, se obţine şi la ieşire o componentă sinusoidală a tensiunii, asemănător proceselor descrise la triodă.

Deoarece curentul de ieşire al circuitului (curentul de emitor) are o valoare relativ mare, iar tensiunea de intrare este de obicei mică, *rezistenţa de intrare* este de valoare foarte mică; în exemplul anterior, rezistenţa de intrare este, luînd în considerare variaţiile tensiunii şi curentului de intrare (rezistenţa în curent alternativ) $0,1 : 0,015 \approx 6,7$ Ω. În schimb, *rezistenţa de ieşire* (adică rezistenţa internă echivalentă în circuitul colectorului) este foarte mare; aceasta se vede din caracteristicile reprezentate în fig. 7.6, *b*, care sînt drepte aproape orizontale, ceea ce arată că tensiunea de colector are o influenţă foarte mică asupra curentului de colector. Cu alte cuvinte, tranzistorul în acest montaj produce un curent de ieşire care aproape nu depinde de tensiunea de ieşire, deci de rezistenţa conectată la ieşire; o asemenea proprietate caracterizează generatoarele cu rezistenţă internă foarte mare. În cazul particular examinat (fig. 7.6, *b*), rezistenţa de ieşire este de ordinul 100 kΩ (la alte tranzistoare această rezistenţă este şi mai mare).

Iată deci că tranzistorul în conexiune BC (cu baza comună) are o rezistenţă de intrare foarte mică şi o rezistenţă de ieşire foarte mare. La conectarea mai multor asemenea „etaje“

de amplificare unul după altul, pentru a obţine o amplificare mai mare, fiecare tranzistor va avea ca sarcină circuitul de intrare al tranzistorului următor. Din cauza diferenţei mari dintre rezistenţele de intrare şi de ieşire corespunzătoare *adaptarea* (v. §. 2.2) între etaje va fi proastă, ceea ce constituie un dezavantaj important al amplificatorului *BC*.

7.3.2. FUNCŢIONAREA AMPLIFICATORULUI CU TRANZISTOR ÎN CONEXIUNE CU EMITORUL COMUN

Schema din fig. 7.7 indică o altă posibilitate de conectare a tranzistorului pentru a realiza o amplificare. Deoarece emitorul este comun atît circuitului de intrare cît şi circuitului de ieşire, montajul se numeşte cu *emitor comun*.

Procesele care au loc în acest amplificator sînt în linii mari aceleaşi ca şi la amplificatorul cu bază comună, analizat anterior. Totuşi, parametrii montajului sînt diferiţi de cei găsiţi la celălalt montaj.

Ca şi înainte, tensiunea alternativă de amplificat se aplică în serie cu tensiunea bateriei E_B, astfel încît cele două tensiuni se însumează şi constituie tensiunea bază-emitor a tranzistorului. În schimb, curentul de intrare este de data aceasta curentul de bază I_B al tranzistorului, şi

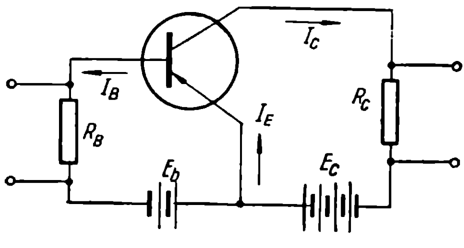


Fig. 7.7. Etaj de amplificare cu tranzistor, în conexiune cu emitor comun.

nu curentul de emitor ca în cazul precedent. Curentul bazei I_B fiind cu mult mai mic decît curentul de emitor I_E, iar curentul colector I_C fiind practic egal cu curentul de emitor, rezultă că în acest montaj curentul de ieşire I_C este conside-

rabil mai mare decît curentul de intrare I_B. Variaţiile acestor curenţi vor fi şi ele aproximativ în acelaşi raport; ca urmare, în montajul cu emitor comun se produce şi o *amplificare în curent*, spre deosebire de montajul cu baza comună, la care o asemenea amplificare nu există (deoarece $I_C \approx I_E$).

Amplificarea în curent a montajului cu emitor comun este aproximativ egală cu parametrul h_{21} al tranzistorului (v.§ 5.4.4), care se notează de obicei cu litera β (beta) şi se numeşte *factor de amplificare în curent în montaj EC* (emitor comun). Între parametrul β şi parametrul α (factorul de amplificare în curent în montaj *BC*) există relaţia

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}.$$

Avînd în vedere că α are, în mod obişnuit, valori între 0,95 şi 0,99, rezultă că β este cuprins între 20 şi 100. Amplificarea în curent a montajului *EC* este deci importantă.

Pe de altă parte, amplificarea în tensiune a montajului *EC* este şi ea relativ mare, deoarece rezistenţa R_C din colector poate fi aleasă de o valoare corespunzătoare, ca şi la montajul *BC*. Curentul variabil de colector produce, trecînd prin R_C, o tensiune variabilă, care reprezintă tensiunea de ieşire (tensiunea amplificată) a amplificatorului.

Se poate observa că amplificatorul cu tranzistor în conexiune *EC* aminteşte cel mai mult de amplificatorul de triodă (care, în acest sens, este un amplificator cu catodul comun). Rolul catodului îl joacă emitorul, rolul grilei îl are baza, iar rolul anodului este preluat de colector. La triodă bateriile de alimentare cu tensiune continuă sînt conectate între anod-catod şi grilă-catod, la tranzistor între colector-emitor, respectiv bază-emitor. La triodă tensiunea de intrare se aplică pe grilă, iar tensiunea de ieşire se obţine la bornele rezistorului R_a din circuitul anodului. La tranzistor, tensiunea de intrare se aplică pe bază, iar tensiunea de ieşire se obţine la bornele rezistorului R_C din circuitul colectorului.

Există, bine înţeles, şi deosebiri, care nu trebuie uitate. Sensurile tensiunilor de polarizare la tranzistor sînt altele, curentul bazei are o valoare diferită de zero pe cînd curentul grilei este practic zero etc.

Rezistența de intrare a amplificatorului *EC* este mai mare decît cea a amplificatorului *BC*, deoarece curentul I_B (care reprezintă aici curentul de intrare) este mai mic decît I_E. Valorile uzuale ale rezistenței de intrare sînt 0,5–5 kΩ. În schimb, rezistența de ieșire este ceva mai mică, de ordinul 20–100 kΩ. Ca rezultat, la amplificatoarele cu mai multe etaje *EC* adaptarea între etaje este mult mai bună decît în cazul etajelor *BC*.

7.3.3. FUNCȚIONAREA AMPLIFICATORULUI CU TRANZISTOR ÎN CONEXIUNE CU COLECTORUL COMUN

Al treilea mod de conectare a tranzistorului ca amplificator este montajul cu *colector comun*, reprezentat în fig. 7.8.

La prima vedere, acest montaj pare curios și nepotrivit pentru funcționarea ca amplificator. În adevăr, din cele arătate pînă aici rezultă că tensiunea de amplificat trebuie să acționeze asupra joncțiunii emitor-bază, pentru a putea comanda trecerea purtătorilor de sarcină spre colector. La montajul *CC* (colector comun) tensiunea de intrare se aplică tocmai celeilalte joncțiuni, cea bază-colector. Din această cauză, montajul *CC* nici nu dă o amplificare în tensiune: tensiunea de ieșire este totdeauna puțin mai mică decît tensiunea de intrare, diferența mică dintre ele fiind constituită de tensiunea joncțiunii bază-emitor, polarizată în sens direct.

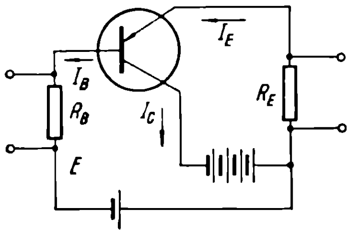


Fig. 7.8. Etaj de amplificare cu tranzistor, în conexiune cu colector comun.

În schimb, schema asigură o amplificare în curent, deoarece curentul de intrare este curentul bazei de valoare redusă, așa cum am văzut și la montajul *EC*, iar curentul de ieșire este curentul de emitor, practic egal cu curentul de colector. Deoarece $I_C/I_B \approx \beta$, amplificarea în curent a montajului *CC* este aproximativ egală cu factorul de amplificare β, deci aceeași ca și a montajului *EC*.

În consecință, montajul *CC* amplifică numai în curent, amplificarea în tensiune fiind egală aproape cu 1. Această

ultimă proprietate înseamnă că tensiunea de ieşire „urmăreşte" pe cea de intrare, oricare ar fi variaţia ei, sau, cu alte cuvinte „repetă" variaţia acesteia; din acest motiv, montajul *CC* se mai numeşte repetor pe emitor (există şi un montaj similar cu triodă, care se numeşte „repetor catodic").

Rezistenţa de intrare a amplificatorului în conexiune *CC* este relativ mare (de ordinul 20—200 kΩ), deoarece curentul de intrare este mic. În schimb, rezistenţa de ieşire a lui este mică, de obicei de ordinul sutelor de ohmi.

7.3.4. Comparaţie între cele trei montaje de amplificare cu tranzistor

În rezumat, principalele proprietăţi ale amplificatoarelor cu tranzistoarele în conexiuni *BC*, *EC* şi *CC* pot fi rezumate astfel:

	Conexiune BC	*Conexiune EC*	*Conexiune CC*
Amplificarea:			
— în curent	≈1	mare	mare
— în tensiune	mare	mare	≈1
— în putere	mică	mare	mică
Rezistenţa:			
— de intrare	mică	medie	mare
— de ieşire	mare	medie	mică

Se vede că singura conexiune care asigură amplificare atît în curent cît şi în tensiune este cea cu emitorul comun. Datorită acestui fapt, amplificarea în putere a montajului *EC* este mai mare decît a celorlalte.

Conexiunea *BC* dă amplificare numai în tensiune, iar conexiunea *CC* numai în curent. Amplificarea în putere a montajului *BC* este mai mică decît a montajului *EC*, iar cea a montajului *CC* este şi mai mică.

Rezistenţele de intrare şi de ieşire ale montajului *EC* sînt de valori comparabile între ele, pe cînd cele ale montajelor *BC* şi *CC* sînt mult diferite între ele.

Datorită acestor proprietăţi, montajul *EC* este cel mai mult utilizat. Montajul *BC* este folosit relativ rar, iar montajul *CC* este folosit ca etaj de separare sau de adaptare, pentru trecerea de la o sursă cu rezistenţă internă mare la o sarcină de rezistenţă mică.

7.4. AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ

Amplificatoarele care amplifică semnale cu frecvența cuprinsă între 20 și 20 000 Hz se numesc amplificatoare de audiofrecvență: Ele pot fi amplificatoare de audiofrecvență de semnal mic sau de tensiune (sau preamplificatoare) cînd sînt destinate să amplifice cît mai mult și fără distorsiuni tensiunea aplicată la intrare, și amplificatoare de audiofrecvență de putere (sau finale), cînd sînt destinate să mărească puterea oscilațiilor aplicate la intrare.

Nu trebuie să se creadă că amplificatorul de semnal mic amplifică numai tensiuni; el amplifică într-o oarecare măsură și puterea oscilațiilor, deoarece crește și curentul de joasă frecvență, nu numai tensiunea aplicată, dar regimul de funcționare al etajelor lui este de așa natură, încît amplificarea puterii nu prezintă primă importanță.

În cele ce urmează, vom analiza amplificatoarele de audiofrecvență de semnal mic cu tuburi electronice, pe cele cu tranzistoare, apoi amplificatoarele de audiofrecvență de putere cu tuburi electronice și în sfîrșit cele cu tranzistoare.

7.4.1. AMPLIFICATOARE DE SEMNAL MIC CU TUBURI ELECTRONICE

Amplificatoarele sînt compuse din *etaje de amplificare* legate unul după altul. De regulă, fiecare etaj conține cîte un singur tub electronic.

Amplificatoarele de semnal mic se împart, după natura elementelor de legătură sau a circuitelor de legătură dintre două etaje succesive, în mai multe categorii, și anume în:

— amplificatoare de tensiune cu cuplaj între etaje prin rezistență și condensator — denumite uzual amplificatoare *RC*;

— amplificatoare de tensiune cu bobină de reactanță, și

— amplificatoare de tensiune cu transformator.

Elementele sau circuitele de legătură amintite (*RC*, bobină de reactanță, transformator) fac parte în același timp din circuitul de ieșire al etajului anterior și din circuitul de intrare al etajului următor.

Amplificatoare de tensiune *RC* cu triodă. Amplificatoarele *RC* cu triodă reprezintă cel mai simplu tip de amplificator.

În fig. 7.9 este reprezentată schema unui etaj de amplificare cu triodă. Elementele schemei sînt următoarele: tubul electronic T_1 — triodă, sursa anodică de alimentare E_a, rezistoarele R_a, R_g, R_c și condensatoarele C_g, C_b și C_c.

Condensatorul C_g este necesar pentru ca tensiunea continuă pozitivă a anodului triodei amplificatoare să nu fie aplicată pe grila tubului următor; în schimb, el permite aplicarea tensiunii alternative la grila etajului următor. Rezistorul R_a reprezintă sarcina etajului de pe care se „culege" semnalul amplificat. Rezistorul R_g este necesar pentru a asigura legătura în curent continuu între grilă și punctul comun M. În lipsa rezistorului R_g grila ar putea avea un potențial diferit de al punctului M; în cazul în care grila, de exemplu, ar fi pozitivă în raport cu punctul M, ar favoriza creșterea curentului anodic pînă la valori care pot deteriora tubul; dimpotrivă, dacă grila ar fi negativă în raport cu punctul M, ar bloca circulația curentului anodic.

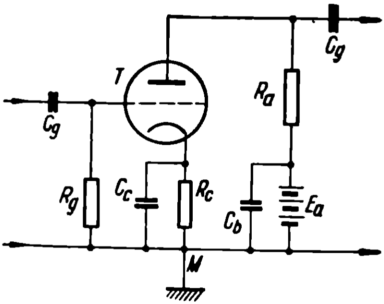


Fig. 7.9. Etaj de amplificare RC cu triodă.

Condensatorul C_b creează un „drum" de impedanță mică componentelor alternative ale curentului anodic, care practic nu vor mai trece prin sursa E_a; în acest scop, capacitatea lui C_b trebuie să fie suficient de mare.

Grupul R_c', C_c' asigură așa numita „negativare automată" a triodei. Pentru a nu se mai introduce o sursă specială de negativare (ca sursa E_g din fig. 7.2), grilei i se asigură un potențial constant prin rezistorul R_g (așa cum s-a arătat), iar catodului i se creează un potențial mai ridicat, prin rezistorul R_c conectat în circuitul catodului. Curentul anodic circulînd prin R_c (de sus în jos, pe schemă) produce o cădere de tensiune pe acest rezistor, cu plusul la catod și cu minusul la punctul M. Prin urmare, potențialul grilei, egal cu al punctului M, va fi mai negativ decît cel al cato-

dului. Valoarea rezistenţei R_c se alege astfel încît căderea de tensiune $R_c I_a$ să fie egală cu tensiunea de negativare necesară.

Condensatorul de capacitate mare C_c se leagă în paralel pe R_c pentru ca prin el să treacă componentele alternative ale curentului anodic; în acest fel, rezistorul R_c va fi străbătut numai de componenţa continuă a curentului anodic, deci tensiunea la bornele sale va fi perfect constantă, ca şi cea a unei baterii.

Trebuie reţinut că în amplificatoare, ca de altfel şi în alte montaje electronice, toate circuitele amplificatorului au o bornă comună (cel puţin pentru componentele alternative ale tensiunilor şi curenţilor) — punctul M din fig. 7.9. Tensiunile dintr-un montaj electronic, cînd nu se specifică altfel, sînt raportate la acest punct. În montajele practice acest punct se leagă la şasiu şi se numeşte masa aparatului. Şasiul este prevăzut cu o bornă care se leagă direct la pămînt (care se consideră avînd potenţialul de referinţă zero), fie prin intermediul unui fir conductor, fie prin intermediul unor condensatoare.

Legarea la pămînt a punctului de masă al montajelor electronice este necesară pentru reducerea perturbaţiilor datorite cîmpurilor electrice şi magnetice exterioare. La aparatele electronice de măsurat şi la cele cu caracter industrial, legarea bornei de masă la pămînt este obligatorie şi sub aspectul protecţiei muncii.

La § 7.2.2 s-a arătat că amplificarea în tensiune a etajului poate fi exprimată astfel:

$$A=\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_a}},$$

unde.

μ este factorul de amplificare al tricdei;
R_i — rezistenţa internă a triodei;
R_a — rezistenţa de sarcină.

Din această expresie rezultă că amplificarea unui etaj este totdeauna mai mică decît factorul de amplificare al tubului şi are diferite valori, în funcţie de raportul dintre R_i şi R_a. Din formulă mai rezultă că, o dată cu creşterea

lui R_a, valoarea amplificării A creşte, tinzînd către valoarea factorului de amplificare μ al tubului.

Aşadar, amplificarea în tensiune a unui etaj este limitată ca valoare factorul de amplificare al tubului cu care lucrează.

Pentru a obţine o amplificare mare, trebuie utilizate triode cu μ mare, de ordinul 40–100.

Valoarea curentului anodic, în lipsa tensiunii alternative de pe grilă (tensiunea de semnal), se numeşte curent de repaus şi se notează cu I_{a_0}. Punctul de pe caracteristică (punctul O în fig. 7.10) corespunzător curentului de repaus se numeşte punct de funcţionare.

În fig. 7.10 se arată cum se determină punctul mediu de funcţionare O, în lipsa tensiunii aplicate pe grilă, la intersecţia caracteristicii $U_g=E_g$ cu dreapta I_{a_0}. Tensiunea U_{a_0} este tensiunea de repaus care se găseşte pe anodul triodei în lipsa semnalului.

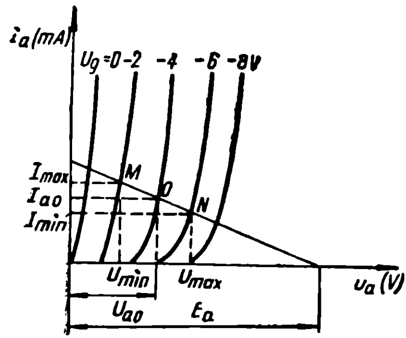


Fig. 7.10. Caracteristica dinamică în planul caracteristicilor anodice ale triodei.

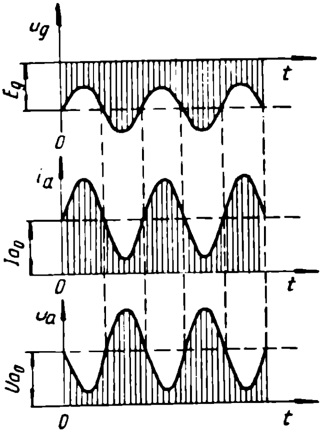


Fig. 7.11. Variaţia în timp a curenţilor şi a tensiunilor la amplificatorul cu triodă.

Dacă pe grilă se aplică un semnal sinusoidal cu amplitudinea U_g, curentul anodic variază între limitele notate pe caracteristici cu M (I_{max}) şi N (I_{min}), iar tensiunea la anodul tubului între limitele U_{min} (corespunzătoare lui I_{max}) şi U_{max} (corespunzătoare lui I_{min}). Linia MN,

pe care se deplasează punctul de funcţionare în timpul procesului de amplificare, se numeşte caracteristica dinamică.

În fig. 7.11 se prezintă variaţia în timp a mărimilor i_a şi u_a în funcţie de variaţia tensiunii u_g.

Trebuie reţinut că în cazul sarcinii rezistive curentul anodic şi tensiunea anodică oscilează în antifază; cînd curentul anodic creşte, tensiunea anodică descreşte, şi invers.

Diferenţa dintre tensiunea E_a şi tensiunea U_{a0} de pe anodul tubului reprezintă căderea de tensiune pe rezistorul de sarcină R_a.

Să examinăm acum problema puterii într-un etaj de amplificare. Dacă pe grilă nu se aplică semnal, în circuitul anodic circulă un curent continuu, care dezvoltă putere, pe de o parte, în rezistorul de sarcină R_a, pe de altă parte, pe anodul tubului. Atunci cînd pe grilă se aplică o tensiune alternativă, curentul anodic devine pulsatoriu, iar componenţa lui alternativă dezvoltă în R_a o putere utilă, care poate fi calculată cu relaţia:

$$P_u = \frac{1}{2} I_{max} R_a = \frac{1}{2} I_{max} U_{max} = \frac{1}{2} \frac{U_{max}}{R_a}$$

(coeficientul 1/2 intervine deoarece se lucrează cu valorile de vîrf ale curentului şi tensiunii).

Sursa de alimentare debitează o putere egală cu

$$P_{sursă} = I_{a0} E_a.$$

Diferenţa dintre $P_{sursă}$ şi P_u se disipă pe anodul tubului amplificator.

Schemele echivalente reale ale amplificatorului cu rezistenţă şi capacitate. Schema reală a unui amplificator *RC* este mai complicată, datorită şi capacităţilor parazite din montaj, C_m, capacităţii anod-catod a tubului, C_{ac} şi impedanţei de intrare a etajului următor. Schema echivalentă reală a etajului amplificator este cea din fig. 7.13, *b*.

În schema reală a amplificatorului *RC* (fig. 7.12, *a*) rolul unor elemente ca R_g, R_a, C_g, R_c, C_c este deja cunoscut.

Capacitatea C_{ac} este capacitatea parazită dintre anodul şi catodul primului tub. La majoritatea triodelor C_{ac} este de ordinul 5—15pF. Capacitatea C_m reprezintă capacitatea

parazită dintre firele de conexiune ale montajului, elementele de circuit şi masa aparatului. Ea este de ordinul de mărime 5—30 pF.

Impedanţa de intrare a etajului următor este formată din R_{intr} — rezistenţa de intrare a tubului următor, care

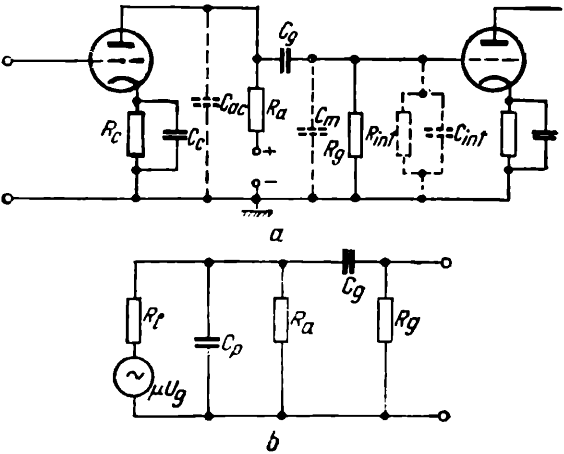


Fig. 7.12. Schema amplificatorului, cu capacitățile parazite ale tuburilor și ale montajului:
a — schema reală; *b* — schema echivalentă.

are valori foarte mari, de ordinul zecilor de megohmi, şi C_{intr} — capacitatea de intrare în regim dinamic, care este de ordinul zecilor de picofarazi.

Toate elementele amintite, intervenind în schema reală a unui amplificator, acţionează asupra coeficientului de amplificare al acestuia şi fac ca amplificatoarele să nu se comporte la fel în toată gama frecvenţelor audio. Principalele elemente perturbatoare sînt: capacitatea C_g şi capacitatea $C_p = C_{ac} + C_m + C_{intr}$, care apar în schema echivalentă din fig. 7.12, *b*.

Domeniul frecvenţelor medii. În această gamă de frecvenţe, reactanţa $\frac{1}{\omega C_g}$ a condensatorului de cuplaj este foarte mică şi reprezintă practic un scurtcircuit pentru curentul alternativ, iar reactanţele celorlalte capacităţi C_c, C_m şi

C_{intr} care compun capacitatea practică C_p sînt mari şi pot fi neglijate, întrucît efectul lor de şuntare este foarte mic. De exemplu, C_g=10 000 pF, C_{ac}=13 pF, C_{intr}=300 pF, pentru un tub care se presupune că urmează după etajul examinat, iar capacitatea C_m a montajului este aproximativ 30 pF. Cu aceste valori, la frecvenţa de 800 Hz, reactanţele condensatoarelor au următoarele valori ($\omega=2\pi f=2\cdot3{,}14\cdot$ $\cdot800=5\,000$ rad/s):

$$\frac{1}{\omega C_g}=\frac{1}{5\,000\cdot10\,000\cdot10^{-12}}=20\ \text{k}\Omega;$$

$$\frac{1}{\omega C_{ac}}=15{,}4\ \text{M}\Omega;\ \frac{1}{\omega C_m}=6{,}7\ \text{M}\Omega;\ \frac{1}{\omega C_{intr}}=6{,}6\ \text{M}\Omega.$$

Valorile uzuale pentru celelalte elemente ale montajului sînt: R_i=60 kΩ; R_a=250 kΩ; R_g=1 MΩ.

Se vede astfel că reactanţa condensatorului C_g este aproximativ de 50 ori mai mică decît rezistenţa R_g, putîndu-se considera neglijabilă căderea de tensiune pe ea, iar reactanţele condensatoarelor C_{ac}, C_m şi C_{intr} reprezintă aproximativ 5 MΩ, în paralel cu R_a de 250 kΩ şi R_g de 1 MΩ, care dau o rezistenţă echivalentă de aproximativ 200 kΩ. Faţă de această valoare de 200 kΩ cei 5 MΩ introduşi în paralel cu C_{ac}, C_m şi C_{intr} nu modifică cu nimic schema. Aceste rezultate arată că schema echivalentă a amplificatorului de tensiune în domeniul frecvenţelor mijlocii poate fi simplificată, ca în fig. 7.13, *a*. Expresia amplificării pentru acest caz este dată de formula:

$$A=\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_a}+\frac{R_i}{R_a}}\quad\text{sau}\quad A=SR_{ech},$$

în care S este panta tubului, iar R_{ech} — rezistenţa echivalentă a rezistenţelor R_i, R, R_g în paralel.

De aici rezultă că amplificarea nu depinde de frecvenţă, fiind constantă în toate gama frecvenţelor medii.

Domeniul frecvenţelor inferioare. În acest domeniu reactanţa condensatoarelor de cuplaj C_g nu mai poate fi neglijată, valoarea ei devenind comparabilă cu cea a rezistenţei R_g. Reactanţele capacităţilor C_{ac}, C_m şi C_{intr} pot fi

neglijate, ca şi la frecvenţe medii, efectul lor de şuntare fiind extrem de mic. Schema echivalentă are, în acest caz, forma din fig. 7.13, *b*. Conţinînd în schemă şi o reactanţă, a cărei valoare variază cu frecvenţa, înseamnă că şi amplificarea etajului va fi funcţie de frecvenţă. Astfel, o dată cu scăderea frecvenţei creşte reactanţa capacităţii C_g, căderea de tensiune la bornele ei creşte şi deci tensiunea aplicată pe grila tubului următor scade şi amplificarea etajului scade o dată cu scăderea frecvenţei.

Domeniul frecvenţelor superioare. În acest domeniu reactanţa condensatorului C_g este neglijabilă, în schimb efectul celorlalte capacităţi C_m, C_c, C_{intr} devine apreciabil. Schema echivalentă are, în acest caz, forma din fig. 7.13, *c*. Pe măsură ce frecvenţa creşte, reactanţa corespunzătoare capacităţii C_p scade şi impedanţa totală a elementelor R_a, R_g şi C_p care sînt legate în paralel scade de asemenea. În acest caz, amplificarea etajului se micşorează o dată cu creşterea frecvenţei.

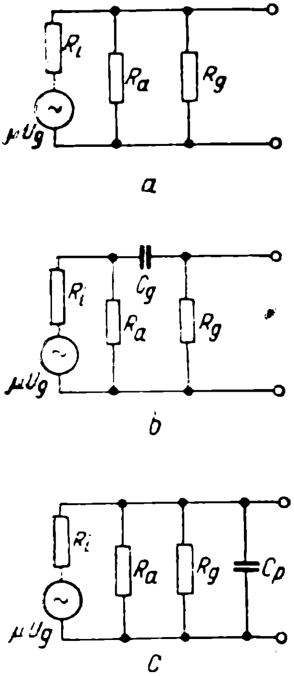


Fig. 7.13. Scheme echivalente ale amplificatorului *RC*:
a — la frecvenţa medii; *b* — la frecvenţe joase; *c* — la frecvenţe înalte.

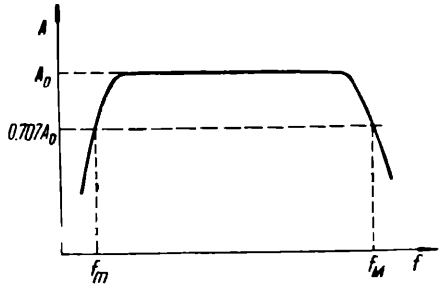


Fig. 7.14. Caracteristică de frecvenţă a unui amplificator *RC*.

Curba de variaţie a coeficientului de amplificare la amplificatorul *RC*, în funcţie de frecvenţă, denumită uzual şi caracteristică de frecvenţă sau curbă de răspuns, este similară cu cea din fig. **7.14**.

Pe această caracteristică de frecvenţă sînt marcate două frecvenţe, f_m şi f_M, corespunzătoare unei amplificări cu 3 dB mai mici decît amplificarea A_0 (adică 0,707 A_0) la frecvenţele din mijlocul benzii. Aceste frecvenţe se numesc: f_m — frecvenţa limită inferioară şi f_M — frecvenţa limită superioară şi determină banda de trecere a unui amplificator.

În fig. 7.15, *a* se arată influenţa valorii capacităţii C_g asupra curbei de răspuns la frecvenţe joase, iar în fig. 7.15, *b* — influenţa capacităţii C_p la frecvenţe înalte. Se vede că,

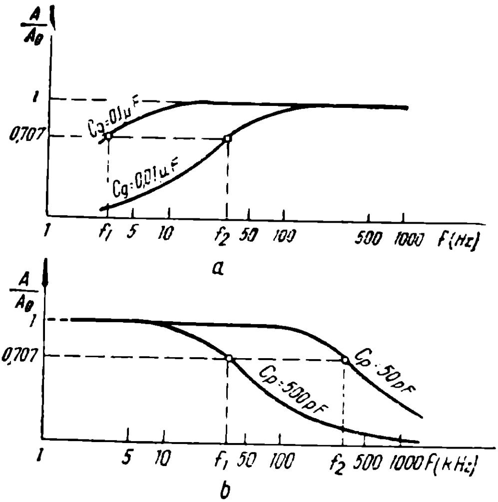


Fig. 7.15. Influenţa unor capacităţi din montaj asupra caracteristicii de frecvenţă a unui amplificator *RC*

a — influenţa capacităţii de cuplaj; *b* — influenţa capacităţii parazite.

pentru a îmbunătăţi curba de răspuns la frecvenţe joase, trebuie să se aleagă condensatoare C_g de capacitate cît mai mare, iar pentru a o îmbunătăţi la frecvenţe înalte, trebuie micşorate capacităţile care îl compun pe C_p.

Amplificatoare de tensiune *RC* cu pentode. Funcționarea etajului amplificator *RC* cu pentodă nu diferă principial de a celui cu triodă, o schemă uzuală fiind cea din fig. 7.16, *a*. Elementele care apar în plus față de un amplificator *RC*

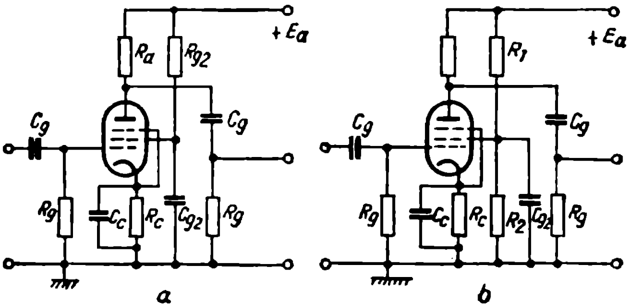


Fig. 7.16. Etaje de amplificare *RC* cu pentodă:
a — cu alimentarea ecranului printr-un rezistor; *b* — cu alimentarea ecranului printr-un divizor de tensiune.

cu triodă sînt cele determinate de prezența grilelor supresor și ecran ale pentodelor. În majoritatea amplificatoarelor supresorul se leagă direct la catodul tubului, iar ecranul se alimentează de la sursa de alimentare anodică, fie printr-un rezistor serie R_{g2}, decuplat prin condensatorul de decuplare C_{g2}, fie prin intermediul unui divizor de tensiune ca în fig. 7.16, *b*.

Amplificarea se exprimă similar ca și în cazul triodelor:

$$A=\frac{\mu R_a}{R_i+R_a},$$

dar deoarece R_i la pentode este foarte mare, la numitorul expresiei R_a se poate neglija în raport cu acesta, și avînd în vedere că $\frac{\mu}{R_i}=S$, expresia amplificării devine

$$A=SR_a.$$

Amplificatoare de tensiune cu transformator. Etajul de amplificare cu transformator se utilizează, uneori, datorită unor avantaje pe care le prezintă. Astfel, el asigură o cădere de tensiune continuă mică în circuitul anodic (pe bobina primară a transformatorului) și astfel $U_{a0}=E_a$, putînd funcționa în bune condiții cu o sursă de tensiune E_a rela-

tiv redusă. În plus, el are o amplificare mare, care poate fi chiar mai mare decît factorul de amplificare al tubului, ceea ce este imposibil de realizat cu celelalte tipuri de etaje de amplificare. Acest lucru se explică prin faptul că

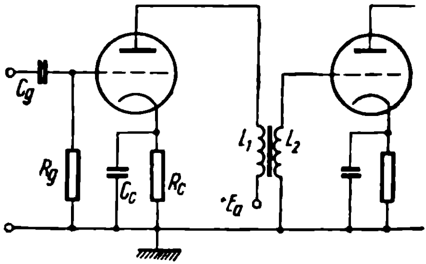


Fig. 7.17. Etaj de amplificare cu cuplaj prin transformator.

tensiunea alternativă este amplificată nu numai de tub, ci şi de transformator, dacă se foloseşte un transformator ridicător de tensiune.

Un alt avantaj al etajului de amplificare cu transformator îl constituie separarea completă, care se realizează între circuitul anodic al tubului etajului amplificator şi circuitul de grilă al etajului următor. Neexistînd un condensator de cuplaj între etaje, nu mai apare pericolul de a se aplica prin rezistenţa lui de izolaţie o tensiune pozitivă pe grila etajului următor.

Schema unui etaj de amplificare cu transformator se prezintă în fig. 7.17.

Un dezavantaj al amplificatorului cu transformator constă în caracteristica sa de frecvenţă mai proastă decît cea a amplificatorului cu cuplaj *RC*. Amplificarea la frecvenţe joase scade din cauza reactanţei mici a primarului transformatorului, iar la frecvenţe înalte creşte din cauza capacităţii parazite a secundarului şi a inductanţei de dispersie a transformatorului (care dau un efect de rezonanţă).

Un alt dezavantaj important al amplificatoarelor cu cuplaj prin transformator constă în faptul că componenta continuă a curentului anodic al tubului, care trece prin circuitul primar al transformatorului, produce magnetizarea, uneori pînă la saturaţie, a miezului magnetic.

7.4.2. AMPLIFICATOARE DE PUTERE CU TUBURI ELECTRONICE

Generalități. Etajul amplificator de putere are rolul de a furniza în impedanța de sarcină dată o anumită putere. Pentru obținerea puterii de ieșire aceste amplificatoare necesită, în general, puteri de alimentare anodică și tensiuni de intrare mari. În cazul amplificatoarelor de tensiune, puterea absorbită de la sursă este redusă și randamentul etajului amplificator nu prezintă practic importanță. În amplificatoarele de putere, unde randamentul etajului nu mai este neglijabil, se ridică probleme speciale de obținere a unei amplificări cu distorsiuni cît mai reduse și randament cît mai ridicat; acest lucru este necesar, pe de o parte, pentru micșorarea energiei consumate, pe de altă parte, pentru reducerea puterii disipate pe electrozii tubului, la aceeași putere utilă în impedanța de sarcină.

Se obișnuiește ca amplificatoarele de putere să se împartă în trei clase fundamentale de amplificare: A, B și C (fig. 7.18). Caracteristic pentru o clasă de amplificare este regimul de amplificare al tubului electronic utilizat, adică poziția punctului mediu de funcționare pe caracteristica de grilă și amplitudinea tensiunii alternative aplicată pe grilă.

În clasa A (fig. 7.18, *a*) negativarea E_g se alege astfel încît punctul de funcționare *M* să se afle la mijlocul porțiunii rectilinii a caracteristicii. Tensiunea de grilă se alege astfel încît maximul pozitiv să nu depășească limita peste care apar curenții de grilă, iar maximul negativ să nu depășească porțiunea rectilinie a caracteristicii. În aceste condiții, curentul anodic circulă permanent prin tub, reproducînd (la scara respectivă) forma tensiunii de excitație și deci avînd distorsiuni foarte mici. În absența semnalului, prin tub circulă curentul de repaus, I_{a0}, de valoare relativ mare.

În clasa B (fig. 7.18, *b*) tensiunea de negativare se alege astfel, încît punctul de funcționare *M* coincide aproximativ cu origina caracteristicii de grilă. În acest caz se amplifică numai semiperioada pozitivă a tensiunii de grilă. Curentul anodic este pulsatoriu, sub formă de impulsuri cu intervale de o semiperioadă între ele. După cum se vede, în acest caz curentul anodic este distorsionat. În absența

semnalului, curentul de repaus I_{a0} are o valoare mică, practic neglijabilă.

În clasa C (fig. 7.18, *c*), prin alegerea corespunzătoare a negativării E_g, punctul de funcţionare *M* se deplasează dincolo de punctul de tăiere a curentului anodic. În acest

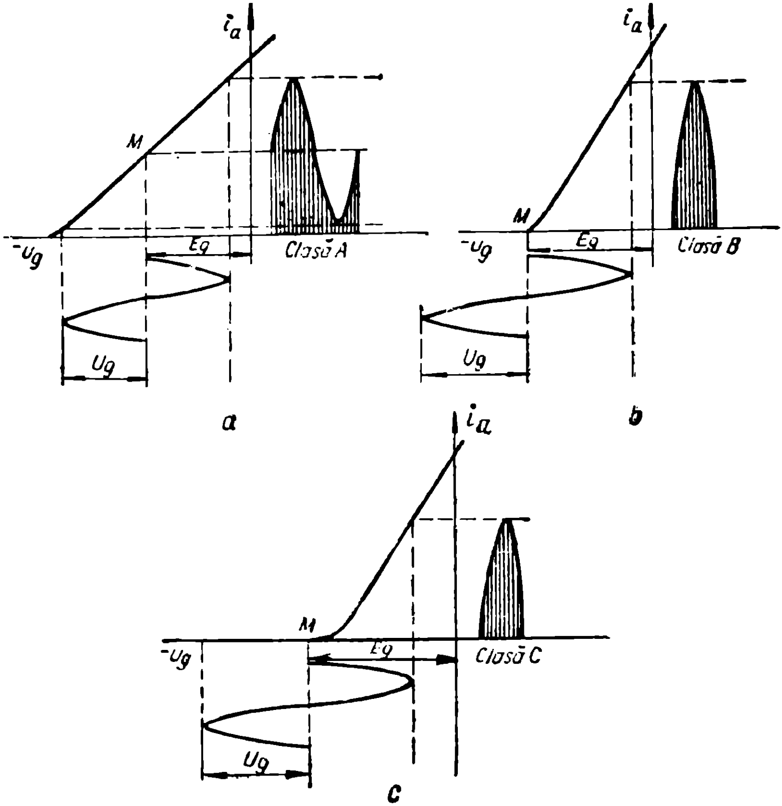


Fig. 7.18. Regimuri de amplificare:
a — clasă A; *b* — clasă B; *c* — clasă C.

caz se amplifică numai vîrfurile semiperioadei pozitive a tensiunii de grilă. Curentul anodic este şi în acest caz pulsatoriu, intervalul dintre două impulsuri ale curentului ano-

dic fiind mai mare decît o semiperioadă a tensiunii de grilă. Şi în acest caz curentul anodic este puternic distorsionat. În absenţa semnalului, curentul de repaus I_{a0} are o valoare nulă.

Există etaje amplificatoare care funcţionează şi în regimuri intermediare, de exemplu, între clasele A şi B sau B şi C; aceste regimuri se denumesc corespunzător AB sau BC.

Să vedem cum se comportă schemele din punctul de vedere al randamentului. Randamentul η al unui amplificator se defineşte ca raportul dintre puterea de ieşire datorită semnalului util P_u şi puterea absorbită de la sursa de alimentare P_a:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}.$$

Puterea absorbită de la sursa de alimentare se consumă, pe de o parte, în impedanţa de sarcină, sub forma de putere utilă P_u, pe de altă parte, sub formă de putere disipată pe anodul tubului P_a şi putere pierdută în rezistenţa de negativare P_n:

$$P_a = P_u + P_a + P_n.$$

De aici rezultă:

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + P_a + P_n}$$

Deoarece P_a se determină, la rîndul său, prin produsul $P_a = U_{a0} I_{a0}$, rezultă că, cu cît valoarea curentului de repaus anodic I_{a0} este mai mare, cu atît P_a este mai mare şi deci randamentul mai scăzut. În clasa A, unde I_{a0} are valoare maximă, schema are randamentul minim. Practic, în clasa A randamentul unui amplificator nu depăşeşte 20—24%. Aceasta înseamnă că 75—80% din putere se pierde în tub. În clasa B, unde curentul de repaus scade considerabil, randamentul poate să ajungă la 60—65%, iar în clasa C, chiar pînă la 80%.

În concluzie, amplificatoarele funcţionînd în clasa A amplifică semnale asigurînd un factor de distorsiuni scăzut, dar cu un randament foarte mic, ceea ce face rentabilă utilizarea lor numai cînd sînt necesare puteri mici; amplifica-

toarele în clasele B, pentru a elimina distorsiunile mari, se folosesc în scheme speciale, denumite amplificatoare în contratimp (sau în „pushpull").

Amplificatoarele în clasa C se folosesc numai la frecvenţe înalte, avînd ca sarcină circuite oscilante.

Scheme de amplificatoare de audiofrecvenţă de putere cu tuburi electronice. Amplificatoarele de audiofrecvenţă de putere, denumite uzual amplificatoare finale, au rolul de a amplifica puterea oscilaţiilor de audiofrecvenţă şi de a transmite această putere impedanţei de sarcină (care constă, de obicei, din unul sau mai multe difuzoare electrodinamice).

Dacă puterea necesară la ieşire nu depăşeşte cîţiva waţi, etajul final se construieşte cu un singur tub funcţionînd în clasa A. Etajul final cu un singur tub se foloseşte în amplificatoarele de la picupuri, magnetofoane, receptoare, televizoare. În cazul unor puteri mai mari, înaintea etajului final se utilizează tot un etaj de putere, denumit uzual preamplificator final.

Cuplajul între etajul final şi preamplificatorul se poate realiza prin transformatoare, prin rezistenţă, prin bobină de reactanţă etc. După cum s-a mai arătat, impedanţa de sarcină a unui etaj final de audiofrecvenţă constă, în general, din difuzoare. Impedanţa unui difuzor electrodinamic la frecvenţele joase şi medii din banda frecvenţelor audio se comportă ca o rezistenţă de valoare mică (ohmi sau zeci de ohmi), iar în domeniul frecvenţelor înalte se comportă ca o rezistenţă în serie cu o inductanţă.

Impedanţa de sarcină se poate conecta la amplificatorul final în diferite moduri: direct — în circuitul anodic al etajului final, sau indirect — prin intermediul unei bobine de reactanţă, transformator sau autotransformator (fig. 7.19).

Schema cel mai des utilizată astăzi pentru conectarea impedanţei de sarcină la un amplificator clasă A este cea cu cuplaj prin transformator. Avantajele acestei scheme, în raport cu celelalte, sînt următoarele: componenta continuă a curentului anodic nu parcurge sarcina, trecînd prin primarul transformatorului de ieşire; sarcina nu se află sub tensiune anodică continuă, fiind conectată în circuitul secundar al transformatorului; prin această schemă se pot

conecta la etajul final orice sarcini, indiferent de impedanţa pe care o au, deoarece utilizînd un transformator cu raport de transformare corespunzător se poate realiza orice adaptare de impedanţe.

Transformatorul de ieşire se comportă în acelaşi mod ca şi transformatorul de cuplaj descris la § 7.4.1, dar spre deosebire de aceasta din urmă, care se face, de obicei, ridicător de tensiune, transformatoarele de ieşire sînt, în majoritatea cazurilor, coborîtoare de tensiune, deoarece cele mai multe difuzoare au o impedanţă mult mai mică decît valoarea optimă necesară. În funcţie de valoarea rezistenţei de sarcină R_s, recomandată pentru etajul final şi de rezistenţa difuzorului R_d, raportul de transformare al transformatorului este

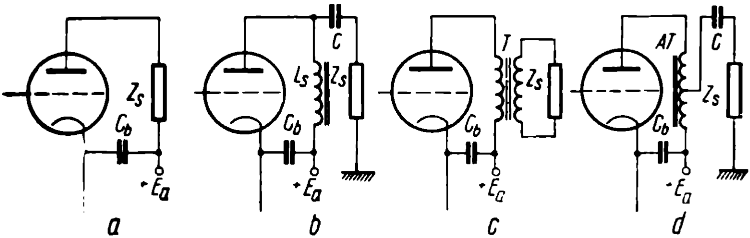


Fig. 7.19. Moduri de cuplare a sarcinii la un amplificator de putere: *a* — cuplaj direct; *b* — cuplaj prin bobină de şoc; *c* — cuplaj prin transformator; *d* — cuplaj prin autotransformator

$$n=\sqrt{\frac{R_s}{R_d}}.$$

Numărul de spire din primar se ia suficient de mare pentru ca reactanţa inductivă la frecvenţele audio joase să nu fie prea mică; în caz contrar, amplificarea la aceste frecvenţe ar fi foarte redusă.

Amplificare în contratimp. Dacă puterea necesară la ieşire creşte, se impune tot mai mult utilizarea claselor de amplificare AB şi B, care să asigure un radament mai ridicat. Întrucît utilizarea acestor clase ar introduce distorsiuni mari, în cazul schemelor simple, cu un singur tub, se utilizează scheme speciale, denumite în contratimp (fig. 7.20).

Montajul în contratimp este un etaj de amplificare dublu, fiind combinat din două etaje simple, care lucrează cu un defazaj de 180° cu surse de alimentare comune. Particularitatea acestui montaj constă în faptul că la cele două tuburi catozii sînt legaţi între ei, iar transformatoarele de intrare şi ieşire au fiecare cîte o priză mediană, primul în secundar şi cel de al doilea în primar. La aceste puncte mediane ale transformatoarelor se conectează sursele de alimentare E_a şi E_g. Componentele continue ale curenţilor anodici trec prin înfăşurarea primară a transformatorului de ieşire, după cum indică săgeţile din fig. 7.20. Astfel, acţiunea magnetizantă a curentului anodic dintr-un tub este anulată de acţiunea curentului celui de-al doilea tub, şi pericolul ca miezul magnetic să se satureze este practic inexistent, ceea ce prezintă două avantaje: pe de o parte, distorsiunile neliniare ale amplificatorului scad, iar pe de altă parte, miezul transformatorului poate fi dimensionat mai mic decît în cazul magnetizării permanente.

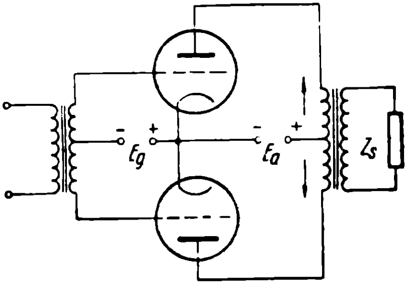


Fig. 7.20. Amplificator de putere în contratimp.

În fig. 7.21 sînt date şi reprezentările grafice care explică funcţionarea montajului din punctul de vedere al componentelor alternative. Astfel, cu toate că fiecare dintre tuburi funcţionează în clasă B (conduce numai o jumătate de perioadă, deoarece defazajul curenţilor anodici este de 180°), fluxul magnetic variabil la bornele circuitului primar al transformatorului are aceeaşi frecvenţă ca şi tensiunea alternativă aplicată la intrarea etajului şi induce în secundarul transformatorului de ieşire o tensiune alternativă de aceeaşi frecvenţă.

Se observă, deci, că cele două tuburi conduc pe rînd cîte o jumătate de perioadă; deşi curentul prin fiecare tub este puternic distorsionat, fluxul magnetic în transformatorul de ieşire este sinusoidal, deci tensiunea pe sarcină este şi ea nedistorsionată.

Un alt avantaj al montajului în contratimp îl constituie sensibilitatea lui mai redusă în raport cu pulsațiile tensiunilor de alimentare și obținerea din aceste considerente a unui zgomot de fond mai mic decît într-un etaj obișnuit.

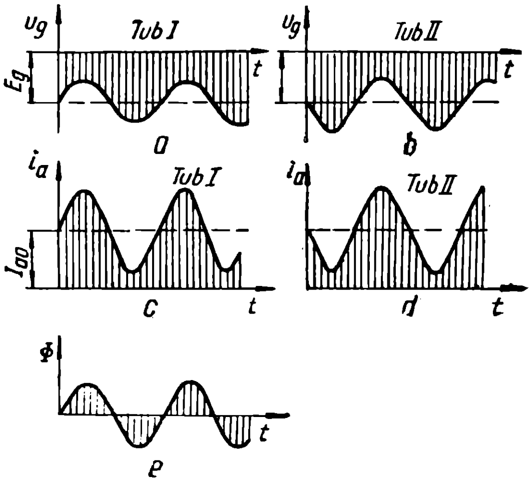


Fig. 7.21. Variația în timp a mărimilor la etajul de amplificare în contratimp:

a — tensiunea grilei pe unul din tuburi; *b* — tensiunea grilei pe celălalt tub; *c* — curentul anodic prin primul tub; *d* — curentul anodic prin al doilea tub; *e* — fluxul magnetic în transformatorul de ieșire.

În practică se impune uneori sortarea tuburilor, astfel încît caracteristicile lor să fie cît mai apropiate; de asemenea, se impune ca cele două secțiuni (jumătăți) ale transformatoarelor de intrare și ieșire să fie cît mai simetric executate, pentru ca excitația aplicată tuburilor pe grilă și recompunerea semnalului în circuitul anodic să nu introducă distorsiuni.

7.4.3. AMPLIFICATOARE DE SEMNALE MICI, CU TRANZISTOARE

Din studiul proprietăților fundamentale ale tranzistoarelor (cap. 5) a rezultat că, într-o anumită măsură, există o analogie tub-tranzistor, aproape oricare montaj

cu triodă sau pentodă putîndu-se realiza şi cu ajutorul unui tranzistor. Circuitele cu tranzistoare prezintă însă şi unele particularităţi, care le deosebesc de circuitele corespunzătoare cu tuburi:

a) O primă particularitate a circuitelor cu tranzistoare rezultă din proporţionalitatea curentului de colector cu curentul de bază. S-a văzut că $I_l=\beta I_B$, unde β (factorul de amplificare în curent pentru montajul cu emitorul comun) este aproape independent de I_B, între anumite limite ale acestui curent. În consecinţă, tranzistorul poate fi privit mai de grabă ca un amplificator de curent, spre deosebire de triodă (sau pentodă), care este un amplificator de tensiune.

b) O altă particularitate, legată de prima, este aceea că rezistenţa de intrare a tranzistorului are o valoare relativ mică, spre deosebire de rezistenţa de intrare a tuburilor electronice, care de cele mai multe ori este atît de mare, încît nu trebuie luată în consideraţie. Rezistenţa mică de intrare a tranzistorului, fiind conectată la ieşirea etajului precedent (sau a generatorului care debitează pe amplificatorul cu tranzistor), limitează amplificarea acestuia. În plus, la amplificatoarele cu circuite acordate această rezistenţă produce o amortizare suplimentară a circuitului oscilant, micşorînd selectivitatea acestuia.

c) Rezistenţa de intrare a montajelor cu tranzistoare este nu numai mică, dar şi neliniară, adică depinde de tensiunea aplicată. Aceasta produce apariţia unor distorsiuni, care pot fi importante dacă generatorul care debitează pe etajul cu tranzistor are impedanţă interioară mică (uneori, pentru a reduce acest efect, se conectează o rezistenţă în serie cu intrarea etajului).

d) Parametrii tranzistoarelor depind destul de mult de temperatură, fapt de care trebuie să se ţină seamă la proiectarea etajelor cu tranzistoare. Această dependenţă este cu totul neglijabilă la tuburile electronice.

Particularităţile enumerate fac ca schemele amplificatoarelor cu tranzistoare să fie diferite de cele corespunzătoare cu tuburi. Diferenţele provin mai ales din modul diferit în care se face polarizarea electrozilor; la tranzistoare se poate vorbi mai de grabă de o „polarizare în curent decît de „polarizare în tensiune“ ca la tuburile electronice.

În plus, existența tranzistoarelor *pnp* și *npn*, funcționarea lor cu potențialul bazei intermediar între potențialul emitorului și cel al colectorului (la o triodă potențialul catodului este cel care are o valoare intermediară între potențialele grilei și anodului) etc. sînt alte cauze ale deosebirilor existente între schemele cu tranzistoare și cele analoage cu tuburi.

Dintre cele trei montaje fundamentale — cu emitorul comun *EC*, cu baza comună *BC* și cu colectorul comun *CC* — montajul *EC* este cel mai des folosit în amplificatoare, din două motive: în primul rînd, el dă o amplificare în putere mai mare decît celelalte montaje, iar în al doilea rînd, etajele *EC* ale unui amplificator cu mai multe etaje se adaptează mai bine între ele. Această adaptare mai bună trebuie înțeleasă în modul următor: se știe că un generator cu rezistența interioară R_i dată, debitează o putere maximă atunci cînd sarcina are o rezistență R_i egală cu R. Dacă legăm una după alta mai multe etaje de amplificare (le legăm în cascadă), rezistența de sarcină a unui etaj va fi egală cu rezistența de intrare a etajului următor. Situația optimă este deci aceea în care rezistența de intrare a unui etaj este apropiată ca valoare de rezistența de ieșire a sa (rezistența internă a etajului). Ori, la etajele *BC* și *CC* aceste rezistențe diferă foarte mult între ele; la un etaj *BC* rezistența de intrare este de cîteva mii de ori mai mică decît rezistența de ieșire, iar la un etaj *CC* rezistența de intrare este de cîteva sute de ori mai mare decît rezistența de ieșire.

Parametrii importanți ai amplificatoarelor cu tranzistoare sînt, în linii mari, aceiași ca și ai amplificatoarelor cu tuburi. Datorită particularităților arătate anterior, la amplificatoarele cu tranzistoare interesează — mai mult decît la cele cu tuburi — și unii parametri, ca rezistența de intrare; la un amplificator cu tuburi se realizează, de obicei cu ușurință, o rezistență de intrare mare, astfel că valoarea ei nu interesează de cele mai multe ori. De asemenea, la amplificatoarele cu tranzistoare, chiar la cele de semnale mici, interesează mai mult amplificarea în putere decît amplificarea în tensiune.

Stabilizarea regimului de funcționare a etajelor cu tranzistoare. Cea mai simplă schemă de etaj de ampli-

ficare cu tranzistor cu cuplaj *RC* este cea reprezentată în fig. 7.22, *a*. Semnalul de amplificat se aplică, prin condensatorul de cuplaj C_1, pe baza tranzistorului. Semnalul amplificat se obţine între colectorul tranzistorului şi masă, şi se aplică etajului următor prin condensatorul de cuplaj C_2. Prin rezistorul R_1 se aplică pe baza tranzistorului o polarizare corespunzătoare (un curent continuu), de la bateria de alimentare. Rezistorul R_2 constituie sarcina etajului (de fapt, în paralel pe R_2 există şi rezistenţa de intrare a etajului următor, care nu poate fi neglijată, fiind de obicei mai mică decît R_2). Curentul de colector al tranzistorului depinde de rezistenţa R_1, care determină curentul bazei. În acest mod, regimul de funcţionare a etajului este determinat, în principal, de rezistenţa R_1, prin alegerea căreia se fixează punctul de funcţionare a tranzistorului.

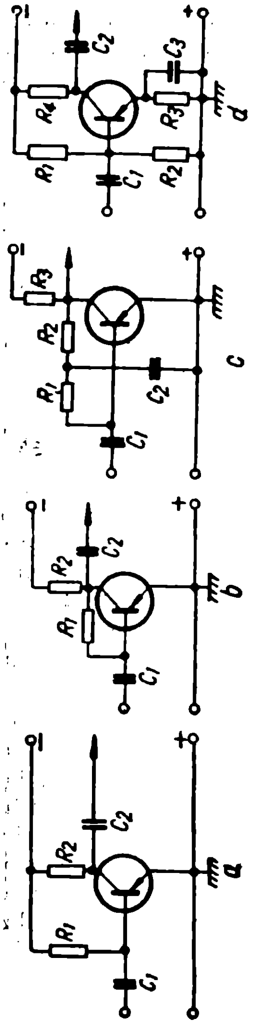


Fig. 7.22. Etaje de amplificare pentru semnale mici, cu tranzistoare:
a – fără stabilizarea regimului de funcţionare; *b* – cu alimentarea bazei de la colector; *c* – acelaşi montaj, cu eliminarea reacţiei în curent alternativ; *d* – cu stabilizare prin trei rezistoare.

Dezavantajul etajului de amplificare realizat ca în fig. 7.22, a este că temperatura mediului ambiant influenţează puternic curentul de colector al tranzistorului. În adevăr, curentul rezidual — care reprezintă o anumită fracţiune din curentul total – variază mult cu temperatura, modificînd punctul de funcţionare al tranzistorului. Aceasta poate duce la apariţia unor distorsiuni supărătoare şi, în

anumite cazuri, chiar la distrugerea tranzistorului, din cauza creşterii excesive a curentului care îl parcurge.

Pentru a preîntîmpina aceste neajunsuri, se aleg scheme care asigură o stabilizare a regimului de funcţionare a tranzistorului. Aceste scheme sînt bazate pe o reacţie negativă în curent continuu (v. § 7.3.5), astfel realizată, încît modificarea curentului de colector să devină neglijabilă. O asemenea schemă este arătată în fig. 7.22, *b*. Stabilizarea regimului se obţine datorită faptului că polarizarea bazei tranzistorului se face cu un curent care nu este luat direct de la sursa de alimentare, ci de la colector, prin intermediul rezistorului R_1. În această schemă curentul de colector este menţinut la o valoare aproape constantă, într-o gamă relativ largă de temperatură. Dacă, de exemplu, creşterea temperaturii produce o mărire a curentului de colector, tensiunea colectorului se micşorează. Din această cauză, scade şi curentul prin R_1 şi prin baza tranzistorului, ceea ce produce o scădere a curentului de colector pînă la o valoare apropiată de cea iniţială.

Legarea rezistorului R_1 ca în fig. 7.22, *b* are ca rezultat şi o oarecare scădere a amplificării etajului, prin faptul că sînt reduse pe această cale şi variaţiile utile ale curentului de colector, adică semnalul util (se produce o reacţie negativă). Acest efect poate fi eliminat dacă se utilizează schema din fig. 7.27, *c*. În această schemă, componenta alternativă a tensiunii de colector nu este transmisă pe baza tranzistorului, datorită condensatorului C_3 care, avînd o reactanţă mică, scurtcircuitează această componentă.

Schemele din fig. 2.22, *b, c*, sînt eficace numai dacă rezistenţa de colector R_2 este suficient de mare. O schemă cu performanţe mai bune este cea din fig. 2.22, *d*, numită şi schemă de stabilizare cu trei rezistenţe. În această schemă, tensiunea bazei este fixată prin divizorul R_1, R_2, iar între emitor şi masă se introduce rezistorul R_3. Dacă, de exemplu, temperatura mediului creşte, curentul de colector creşte şi el, producînd o mărire a căderii de tensiune pe R_3. Prin aceasta diferenţa de potenţial U_{BE} dintre bază şi emitor scade (deoarece potenţialul bazei este menţinut constant de divizorul E_1, R_2), ceea ce duce la o scădere a curentului de colector, restabilindu-se astfel situaţia iniţială.

Condensatorul C_3 elimină reacţia negativă care s-ar produce datorită rezistorului R_3.

Pentru o bună funcţionare a etajului de amplificare realizat după această schemă într-un domeniu obişnuit de temperatură (de exemplu, între 0°C şi +50°C), este necesar ca prin divizorul R_1, R_2 să circule un curent de aproximativ 10 ori mai mare decît curentul bazei tranzistorului.

Scheme de amplificatoare de semnale mici, cu tranzistoare. Aceste amplificatoare se realizează, de cele mai multe ori, cu regim de funcţionare în clasă A, utilizînd etaje cu emitorul comun, cuplate prin rezistenţă-capacitate. Schema unui asemenea amplificator, cu două etaje, este prezentată în fig. 7.23. Se utilizează circuitul de stabilizare cu trei rezistenţe, descris anterior.

Funcţionarea unui asemenea amplificator este asemănătoare cu cea a amplificatorului analog cu tuburi electronice.

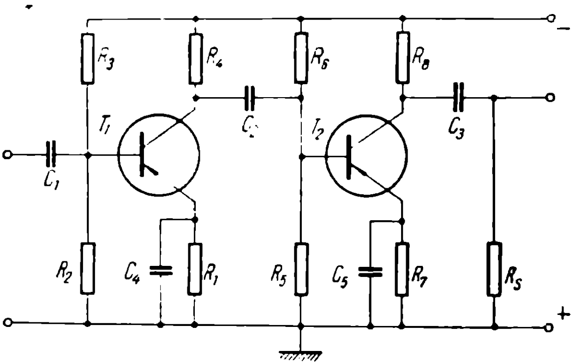


Fig. 7.23. Amplificator *RC* cu tranzistoare.

Caracteristica de frecvenţă a amplificatorului, la frecvenţe joase, este influenţată de condensatoarele de cuplaj (C_1, C_2, C_3 şi condensatoarele din circuitul emitorului (C_4, C_5). Capacitatea condensatoarelor de cuplaj trebuie să fie suficient de mare, pentru ca reactanţa lor să fie mică în comparaţie cu suma rezistenţelor de ieşire şi de intrare

ale etajelor. De exemplu, pentru determinarea valorii necesare a capacității C_2, putem impune ca reactanța lui să fie de 10 ori mai mică decît rezistența $R_{intr}+R_{ieș}$:

$$\frac{1}{\omega_1 C_2} = \frac{1}{10}(R_{intr}+R_{ieș}),$$

unde:

ω_1 este pulsația limită inferioară a amplificatorului;

R_{intr} — rezistența de intrare a etajului al doilea;

$R_{ieș}$ — rezistența de ieșire a primului etaj.

De obicei, R_{intr} este practic egal cu rezistența de intrare a tranzistorului, deoarece rezistențele R_5, R_6 au valori relativ mari, iar $R_{ieș}$ este aproximativ egal cu R_4, tranzistorul în montaj *EC* avînd rezistența de ieșire mare.

Analog, reactanța condensatoarelor din circuitul emitorului trebuie să fie mică în comparație cu rezistențele din emitor (R_1, respectiv R_7).

Caracteristica de frecvență la frecvențe înalte este — spre deosebire de cazul amplificatoarelor cu tuburi — destul de puțin influențată de capacitățile parazite ale montajului, deoarece impedanțele din circuit au valori mici. Frecvența limită superioară este determinată aproape exclusiv de proprietățile tranzistoarelor folosite. În cazul tranzistoarelor uzuale pentru frecvențe joase, amplificarea este practic uniformă pînă la frecvențele de ordinul zecilor de kiloherți.

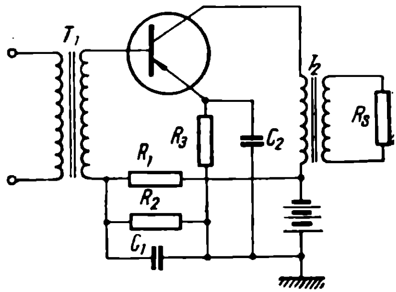


Fig. 7.24. Etaj de amplificare cu tranzistor, cu cuplaj prin transformator.

Se utilizează și amplificatoare cu cuplaj prin transformator, mai frecvent decît în cazul amplificatoarelor cu tuburi, în special la etajele prefinale. Ele au avantajul principal că permit realizarea unei amplificări în putere mai mari, datorită adaptării mai bune care se realizează prin intermediul transformatorului. În schimb, distorsiunile

de frecvență sînt mai importante, iar volumul și greutatea sînt mult mai mari decît în cazul cuplajului *RC*.

În fig. 2.24 este reprezentată schema unui etaj de amplificare cu cuplaj prin transformator. Rezistoarele R_1, R_2 servesc pentru polarizarea bazei, iar rezistorul R_3 pentru stabilizarea punctului de funcționare; condensatoarele C_1, C_2 sînt introduse pentru închiderea componentelor alternative prin circuite de impedanță joasă.

7.4.4. AMPLIFICATOARE DE PUTERE CU TRANZISTOARE

Amplificatoarele de putere în clasă A. În clasă *A* funcționează, de obicei, amplificatoarele cu un singur tranzistor. Cu un asemenea etaj se poate realiza practic un randament de aproximativ 45% (teoretic randamentul maxim posibil este de 50%). Această valoare este relativ scăzută în comparație cu cea care se poate realiza la amplificatoarele în clasă

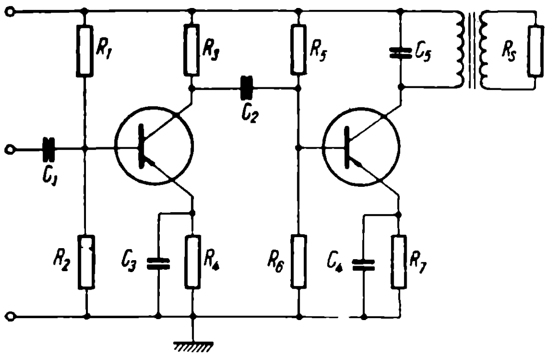


Fig. 7.25. Amplificator de audiofrecvență, cu etaj final în clasă A.

B; de asemenea, distorsiunile acestui etaj sînt destul de mari. Din aceste cauze, etajele de putere cu tranzistor în clasă A se utilizează numai la puteri mici și acolo unde consumul de putere și distorsiunile nu prezintă o importanță prea mare.

Rezistorul de sarcină poate fi conectat, în principiu, în aceleaşi moduri ca şi la amplificatoarele de putere în clasă A cu tuburi electronice.

Rezistenţa optimă de sarcină are o valoare apropiată de raportul U_{CO}/I_{CO}, unde U_{CO} este valoarea medie a tensiunii de colector, iar I_{CO} este valoarea medie a curentului de colector. Din caracteristici se poate deduce uşor amplitudinea necesară a curentului I_B, pentru obţinerea puterii dorite.

În fig. 7.25 este reprezentată o schemă practică de amplificator de putere în clasă A, precedat de un etaj preamplificator.

Sarcina, conectată prin intermediul unui transformator de ieşire, poate fi un difuzor, o cască etc. În paralel pe primarul transformatorului de ieşire se conectează un condensator, care are rolul de a corecta caracteristica de frecvenţă a etajului final.

Amplificatoare de putere în clasă B. Amplific toarele în clasă B cu tranzistoare au avantaje nete în comparaţie cu cele care funcţionează în clasă A. Astfel, randamentul lor este mai bun (teoretic pînă la 78%), iar distorsiunile sînt mai mici. În afară de aceasta, în clasă B curentul de repaus — adică în lipsa semnalului — este foarte mic, aşa că

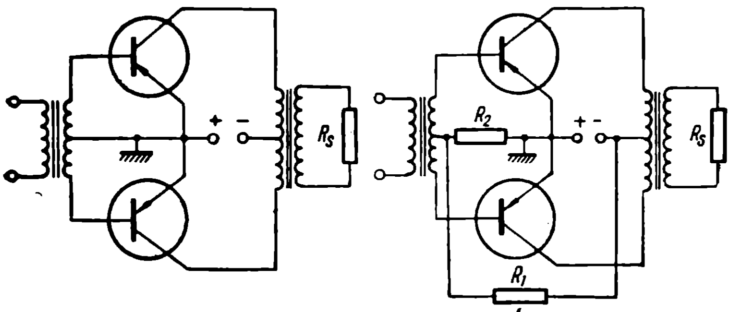


Fig. 7.26. Etaje amplificatoare de putere cu tranzistoare, în clasă B: *a* — fără polarizarea bazelor; *b* — cu polarizarea bazelor.

în pauze consumul amplificatorului este redus. Acest lucru este deosebit de important, deoarece în timpul unui program de muzică sau vorbă există numeroase pauze, precum şi

intervale de timp în care semnalul are amplitudine mică. În medie, consumul unui etaj în clasă B poate fi de 3—5 ori mai mic decît cel al unui etaj de putere în clasă A.

Schema cea mai simplă a unui etaj amplificator în clasă B cu tranzistoare este reprezentată în fig. 7.26, *a*. În repaus, curentul prin fiecare tranzistor este foarte mic, din cauză că tensiunea dintre bază şi emitor este zero (prin tranzistoare circulă curentul rizidual de colector). Semnalul fiind aplicat în antifază pe cele două baze, tranzistoarele conduc pe rînd, cîte o semiperioadă, funcţionarea fiind asemănătoare cu cea a etajului în contratimp cu tuburi electronice.

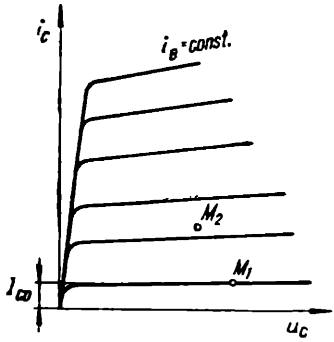


Fig. 7.27. Punctele de funcţionare ale amplificatorului de putere în clasă B:

M_1 — punctul de funcţionare, fără polarizare; M_2 — punctul de funcţionare, cu polarizare.

Schema din fig. 7.26, *a* prezintă un neajuns important: în apropierea punctului de tăiere a curentului de colector caracteristicile tranzistorului sînt puternic neliniare, ceea ce duce la distorsiuni importante, în special la semnale mici. Pentru a elimina acest neajuns, se aplică o mică polarizare tranzistoarelor, cu ajutorul unui divizor de tensiune, ca în fig. 7.26, *b*. Pe caracteristicile $i_c(u_c)$ ale tranzistorului, reprezentate în fig. 7.27, se vede poziţia punctului de funcţionare în cazul celor două scheme.

Caracteristica de frecvenţă a amplificatorului de putere în clasă B este practic integral determinată de transformatorul de ieşire şi de transformatorul de cuplaj. Pentru ca aceste transformatoare să nu fie prea voluminoase, în aparatele portabile ele se dimensionează astfel încît frecvenţa limită inferioară rezultă relativ mare, ceea ce constituie una din cauzele redării slabe a componentelor de frecvenţe joase. În plus, transformatorul de ieşire de dimensiuni mici are şi un randament scăzut, care, de regulă, nu depăşeşte 70%, fapt care conduce la o scădere suplimentară a puterii utile furnizate.

7.4.5. REACŢIA ÎN AMPLIFICATOARELE DE AUDIOFRECVENŢĂ

Prin *reacţie* se înţelege aplicarea unei fracţiuni din tensiunea de la ieşire a unui amplificator la intrarea lui.

Circuitul prin care se realizează trecerea unei părţi din tensiunea de ieşire la intrare se *numeşte circuit de reacţie*.

Circuitul format din amplificator şi circuitul de reacţie se numeşte *buclă de reacţie*. În cazul unui amplificator cu mai multe etaje, în bucla de reacţie pot fi cuprinse unul sau mai multe etaje.

Reacţia este pozitivă cînd semnalul de reacţie este în fază cu semnalul de intrare (deci îl întăreşte pe acesta) şi negativă cînd semnalul de reacţie este în antifază cu semnalul de intrare (deci îl slăbeşte pe acesta). Sînt posibile şi situaţii cînd reacţia poate fi pozitivă la anumite frecvenţe şi negativă la altele.

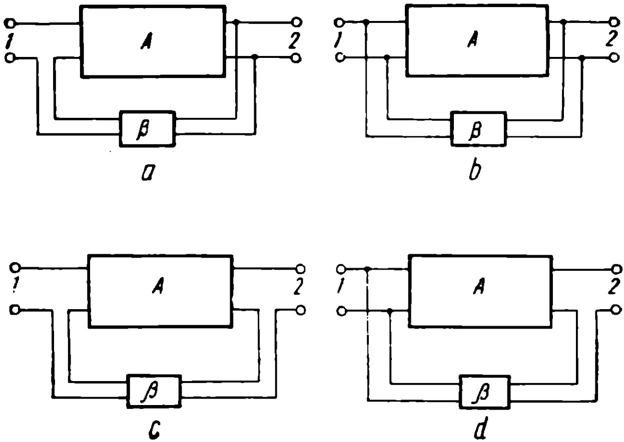


Fig. 7.28. Tipuri de reacţie la amplificatoare:
a — reacţie serie de tensiune; *b* — reacţie paralel de tensiune; *c* — reacţie serie de curent; *d* — reacţie paralel de curent.

Reacţia se numeşte de tensiune dacă semnalul de reacţie este proporţional cu tensiunea de ieşire a amplificatorului, şi de curent, dacă semnalul de reacţie este proporţional cu curentul de ieşire. Semnalul de reacţie poate fi aplicat în

serie cu semnalul de intrare, şi în acest caz reacţia se numeşte serie, sau în paralel cu acesta, la reacţia paralel. În fig. 7.28 se arată schematic diferite variante ale amplificatoarelor cu reacţie, corespunzător celor arătate.

Reacţia se caracterizează prin *factorul de reacţie* β, egal cu raportul dintre tensiunea de reacţie şi tensiunea de ieşire a amplificatorului:

$$\beta = \frac{U_r}{U_{ie}};$$

Amplificarea unui amplificator cu reacţie este egală cu

$$A' = \frac{A}{1-\beta A},$$

unde A este amplificarea fără reacţie*

Un caz particular este acela corespunzător relaţiei

$$\beta A = 1.$$

În acest caz, numitorul expresiei lui A' se anulează şi amplificarea devine infinită. Amplificatorul se transformă în oscilator, condiţia $\beta A = 1$ fiind cunoscută sub denumirea de *condiţie de oscilaţie* (sau relaţia lui Barkhausen). Situaţia $\beta A > 0$ corespunde reacţiei pozitive şi $\beta A < 0$, reacţiei negative.

---

* Demonstrarea acestei formule se poate face în modul următor. Dacă U_g este tensiunea aplicată pe grila primului tub al amplificatorului, amplificarea fără reacţie A este

$$A = \frac{U_{ieş}}{U_g}.$$

Dar U_g este egal cu suma tensiunii de intrare U_{intr} şi a tensiunii de reacţie U_r:

$$U_g = U_{intr} + U_r.$$

Din relaţiile scrise rezultă:

$$U_{intr} = U_g - U_r = U_g - \beta U_{ieş} = U_g - \beta A U_g.$$

Amplificarea cu reacţie rezultă:

$$A' = \frac{U_{ieş}}{U_{intr}} = \frac{A U_g}{U_g - \beta A U_g} = \frac{A}{1-\beta A}$$

Reacţia are influenţă asupra principalilor parametri ai unui amplificator, ca distorsiunile neliniare, caracteristica de frecvenţă, impedanţele de intrare şi de ieşire, stabilitatea etc. În cazul reacţiei selective se pot obţine caracteristici de frecvenţă de forme variate, necesare la amplificatoarele de audiofrecvenţă. Deoarece numai reacţia negativă duce la o îmbunătăţire a parametrilor arătaţi mai sus, ea este folosită în majoritatea cazurilor în amplificatoare. Reacţia pozitivă este folosită numai în cazuri speciale în amplificatoare; ea este folosită însă pentru realizarea oscilatoarelor.

Toate îmbunătăţirile datorite reacţiei negative sînt însoţite de reducerea amplificării, reducere care poate fi însă compensată prin mărirea amplificării etajelor precedente.

Influenţa reacţiei negative asupra parametrilor amplificatorului. Am amintit că în amplificatoare se foloseşte, în cele mai multe cazuri, reacţia negativă. În acest caz, produsul βA este negativ, astfel încît numitorul $1-\beta A$ este mai mare decît unitatea şi amplificarea A' este mai mică decît valoarea ei A, fără reacţie. Deci primul efect al reacţiei negative este reducerea amplificării. Acest efect fiind nefavorabil, s-ar părea că aplicarea reacţiei în amplificatoare nu este avantajoasă. De fapt, reacţia are alte consecinţe, care duc la îmbunătăţirea performanţelor amplificatorului; pe acestea le vom examina aici.

a) *Influenţa reacţiei negative asupra distorsiunilor neliniare.* Am văzut că distorsiunile neliniare reprezintă deformări ale semnalului, datorită caracteristicilor neliniare ale elementelor de circuit. Să presupunem că la intrarea amplificatorului se aplică un semnal sinusoidal, iar la ieşirea lui semnalul este deformat (distorsionat). Dacă se aplică o reacţie negativă, semnalul întors prin reacţie fiind în antifază cu semnalul de intrare, amplificatorului i se aplică un semnal cu o deformare contrară celei de la ieşire. Ca rezultat, semnalul rezultat va fi mai puţin deformat.

Factorul de distorsiune d′, în cazul amplificatorului cu reacţie, poate fi calculat cu formula

$$d' = \frac{d}{1-\beta A}$$

unde d este factorul de distorsiune al amplificatorului fără reacție. Deci factorul de distorsiune scade, prin aplicarea reacției negative, tot de atîtea ori de cîte ori scade și amplificarea.

Această proprietate este de o importanță deosebită pentru amplificatoarele de audiofrecvență. De exemplu, un factor de distorsiune de 12% este inadmisibil de mare pentru un amplificator de bună calitate. Dacă se aplică o reacție negativă cu $-\beta A=5$, factorul de distorsiune scade la 2%, adică la o valoare acceptabilă în cele mai multe cazuri. Scăderea amplificării de 6 ori poate fi compensată ușor prin mărirea corespunzătoare a amplificării etajelor precedente.

Reacția negativă are proprietatea de a reduce nu numai distorsiunile neliniare, ci și orice semnal străin pe care îl introduce amplificatorul, ca: tensiuni perturbatoare, zgomote etc.

b. *Influența reacției negative asupra caracteristicii de frecvență a amplificatorului*. Să presupunem că la o anumită frecvență f amplificarea A a unui amplificator fără reacție negativă este mai mică decît amplificarea A_0 la mijlocul benzii de frecvență.

Raportul $\frac{A}{A_0}$ caracterizează, așa cum am văzut, distorsiunile de frecvență introduse de amplificator.

Prin aplicarea reacției negative, amplificarea la frecvența f devine

$$A'=\frac{A}{1-\beta A},$$

iar amplificarea la mijlocul benzii devine

$$A'_0=\frac{A_0}{1-\beta A_0}.$$

Din aceste două relații rezultă

$$\frac{A'}{A'_0}=\frac{1-\beta A_0}{1-\beta A}\cdot\frac{A}{A_0},$$

deci

$$\frac{A'}{A'_0}>\frac{A}{A_0},$$

deoarece $(-\beta A_0)>(-\beta A)$.

Înseamnă că aplicînd reacţia negativă, scăderea amplificării la frecvenţa f, faţă de cea de la mijlocul benzii, este mai redusă decît înainte, deci distorsiunile de frecvenţă sînt mai mici.

În concluzie, reacţia negativă îmbunătăţeşte uniformitatea caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului.

c) *Influenţa reacţiei negative asupra impedanţelor de intrare şi de ieşire ale amplificatorului.* Influenţa reacţiei negative asupra impedanţei de intrare a amplificatorului depinde de modul cum este aplicată tensiunea de reacţie la intrare, în serie sau în paralel.

Reacţia negativă serie conduce la o mărire a impedanţei de intrare, iar reacţia negativă paralel are ca efect o micşorare a impedanţei de intrare.

Influenţa reacţiei negative asupra impedanţei de ieşire depinde de felul reacţiei: de tensiune sau de curent.

Reacţia negativă de tensiune produce o micşorare a impedanţei de ieşire a amplificatorului, iar reacţia negativă de curent măreşte impedanţa de ieşire a acestuia.

d) *Influenţa reacţiei negative asupra stabilităţii amplificatorului.* Prin stabilirea unui amplificator înţelegem variaţia amplificării sale sub influenţa modificării unuia din parametrii elementelor de circuit (modificarea unei rezistenţe a parametrilor tuburilor electronice sau ai tranzistoarelor etc.). Cu cît variaţia amplificării este mai mică, cu atît amplificatorul este mai stabil.

Aplicarea reacţiei negative conduce în mod evident la îmbunătăţirea stabilităţii amplificatorului. În adevăr, dacă de exemplu, o scădere a amplificării produce micşorarea semnalului de ieşire, semnalul de reacţie scade, deci semnalul efectiv aplicat amplificatorului creşte (deoarece semnalul de reacţie are sens opus semnalului de intrare), deci creşte şi semnalul de ieşire, tinzînd să-şi menţină valoarea iniţială.

Dacă în expresia amplificării cu reacţie

$$A'=\frac{A}{1-\beta A}$$

considerăm că $-\beta A$ este mult mai mare decît 1, ceea ce înseamnă că reacţia negativă este puternică, putem neglija pe 1 faţă de $-\beta A$ şi obţinem:

$$A'\approx\frac{A}{-\beta A}=-\frac{1}{\beta},$$

adică amplificarea cu reacţie devine aproximativ egală cu inversul factorului de reacţie. În acest mod amplificarea cu reacţie nu mai depinde de amplificarea fără reacţie, devenind independentă de parametrii amplificatorului. Rezultă că, aplicînd o reacţie negativă suficient de puternică, putem obţine amplificatoare de mare stabilitate.

Exemple de reacţie negativă. În practică se utilizează numeroase scheme de reacţie negativă, pe un etaj sau pe mai multe etaje. Vom da cîteva exemple de scheme de reacţie negativă, utilizate mai des.

a) *Reacţie negativă de curent pe un etaj*. Această reacţie se obţine cu o schemă foarte simplă, conectînd între catodul unui tub şi masă un rezistor (nedecuplat, adică fără

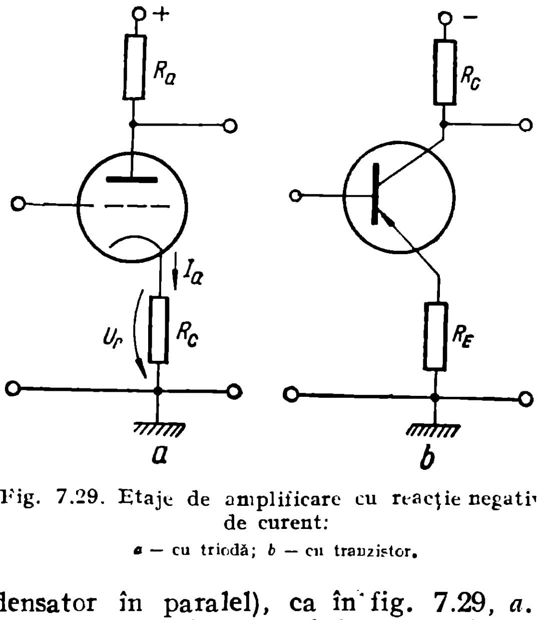


Fig. 7.29. Etaje de amplificare cu reacţie negativă de curent:

a — cu triodă; *b* — cu tranzistor.

un condensator în paralel), ca în fig. 7.29, *a*. Montajul corespunzător cu tranzistor se obţine conectînd un rezistor între emitor şi masă, ca în fig. 7.29, *b*.

Reacţia negativă obţinută în acest fel este o reacţie de curent, deoarece tensiunea introdusă este proporţională cu curentul care circulă prin tubul electronic şi deci şi prin rezistorul de sarcină.

Tensiunea de reacţie, aplicată în acest caz între catod şi masă, este egală cu căderea de tensiune pe rezistorul R_c, adică $R_c\ I_a$, unde I_a este componenta alternativă a curentului anodic. Este uşor de văzut că o tensiune alternativă aplicată între catod şi masă are practic acelaşi efect ca şi una aplicată între grilă şi masă (dar cu fază opusă); putem deci afirma că tensiunea de reacţie este, şi în cazul de faţă, aplicată la intrarea etajului.

Pentru a ne convinge că reacţia este negativă, să urmărim ce se întîmplă dacă, de exemplu, tensiunea aplicată pe grilă prezintă o creştere. În acest caz va creşte şi curentul anodic al tubului, creşte căderea de tensiune $R_c\ I_a$ pe rezistorul din catod şi astfel potenţialul catodului creşte. O creştere a potenţialului catodului este însă echivalentă cu o negativare a grilei, deci într-adevăr tensiunea de reacţie are efect opus variaţiei iniţiale a semnalului pe grilă, adică reacţia este negativă.

Asemănător se poate explica şi reacţia care se produce la montajul echivalent cu tranzistor.

Se poate arăta că factorul de reacţie are expresia aproximativă

$$\beta = \frac{R_c}{R_a},$$

deci amplificarea etajului scade de $\left(1+A\,\frac{R_c}{R_a}\right)$ ori, unde A este amplificarea fără reacţie (în valoare absolută).

b) *Reacţia negativă de tensiune pe un etaj*. În fig. 7.30, *a* este arătat un exemplu de reacţie negativă de tensiune aplicată pe un etaj. Prin rezistorul R_1, o fracţiune din tensiunea de ieşire este aplicată la intrare, adică pe grila tubului. Reacţia este în mod evident negativă, deoarece am văzut că tensiunea pe anodul unui tub amplificator este în antifază cu tensiunea pe grilă. De asemenea, se poate vedea uşor că avem de a face cu o reacţie de tensiune, semnalul de reacţie fiind proporţional cu tensiunea de ieşire.

Factorul de reacţie este

$$\beta = \frac{R_2}{R_1+R_2}.$$

De fapt prin R_2 trebuie să se înţeleagă rezistenţa de grilă propriu-zisă, în paralel cu rezistenţa de ieşire a etajului precedent.

În fig. 7.30, *b* este reprezentat montajul echivalent cu tranzistor, a cărui funcționare este similară cu cea descrisă.

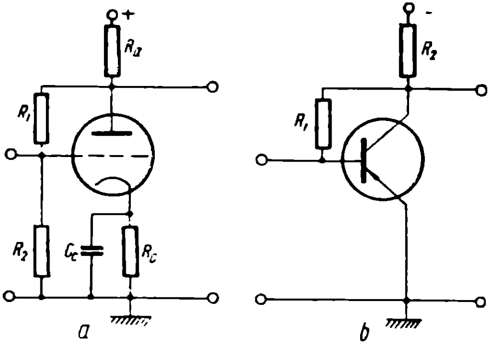


Fig. 7.30. Etaje de amplificare cu reacție negativă de tensiune:
a — cu triodă. *b* — cu tranzistor.

c) *Repetorul catodic și repetorul pe emitor.* Repetorul catodic este un montaj special, la care tensiunea de ieșire se ia nu între anod și masă, ci între catod și masă (fig. 7.31,*a*).

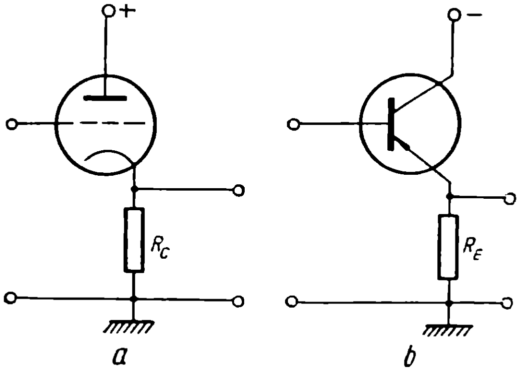


Fig. 7.31. Amplificatoare-repetoare:
a — repetor catodic; *b* — repetor pe emitor.

Repetorul catodic poate fi privit ca un amplificator cu reacție negativă totală, adică cu $\beta=1$. În adevăr, la

acest montaj întreaga tensiune de ieşire este întoarsă la intrare, deci tensiunea de reacţie este egală cu tensiunea de ieşire.

Repetorul catodic este un etaj de amplificare cu proprietăţi diferite de cele ale amplificatoarelor studiate pînă acum. Prima particularitate a acestui montaj este că tensiunea de ieşire este totdeauna mai mică decît tensiunea de intrare. Aceasta înseamnă că amplificarea în tensiune a etajului este mai mică decît 1 (etajul nu amplifică în tensiune). Putem explica această proprietate observînd că tensiunea grilă-catod a tubului este în fază cu tensiune catod-masă, iar suma lor este egală cu tensiunea grilă-masă; deci tensiunea de intrare (grilă-masă) este mai mare decît tensiunea de ieşire (catod-masă).

De obicei, amplificarea în tensiune a repetorului catodic are o valoare foarte apropiată de 1, de unde provine şi denumirea de repetor catodic (semnalul de ieşire „repetă" semnalul de intrare, adică îl reproduce întocmai).

S-ar părea că repetorul catodic nu este un montaj avantajos, de vreme ce amplificarea sa în tensiune este subunitară. În practică survin însă situaţii în care nu este necesară amplificarea în tensiune, ci se cer alte funcţiuni. Astfel, repetorul catodic are o amplificare considerabilă în curent, deoarece curentul alternativ de la ieşire este mult mai mare decît curentul alternativ de la intrare. Ca urmare, şi amplificarea în putere a repetorului catodic este importantă. În plus, repetorul catodic are o impedanţă de intrare mare şi o impedanţă de ieşire mică; aceste proprietăţi se pot explica prin aceea că reacţia negativă puternică existentă în acest montaj este o reacţie de tensiune paralel.

Amplificarea în tensiune a repetorului catodic este aproximativ egală cu

$$A' \approx \frac{SR_c}{1+SR_c} = \frac{1}{1+\frac{1}{SR_c}}$$

unde S este panta tubului. Dacă $SR_c >> 1$, atunci numitorul expresiei lui A' este foarte apropiat de 1, astfel că amplificarea este numai cu puţin mai mică decît 1.

De exemplu, dacă $S=5$ mA/V şi $R_c=10$ kΩ, rezultă $A'=\frac{50}{50+1}=0{,}98$.

Rezistenţa de ieşire a repetorului catodic este

$$R_{ies}\approx\frac{1}{S}\cdot$$

Dacă $S=5$ mA/V, rezultă $R_{ies}\approx 200\,\Omega$. Această valoare este mult mai mică decît cea care se întîlneşte la etajele amplificatoare uzuale, de obicei de ordinul zecilor sau sutelor de kiloohmi. Din această cauză, repetorul catodic se utilizează frecvent acolo unde este necesar ca o sursă de semnal să aibă o impedanţă de ieşire mică.

Repetorul catodic se poate realiza şi cu o pentodă.

În fig. 7.31, *b* este reprezentată schema analogă cu tranzistor, denumită şi repetor pe emitor. Se observă că ea nu

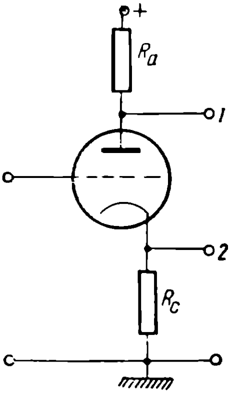


Fig. 7.32. Inversor de fază.

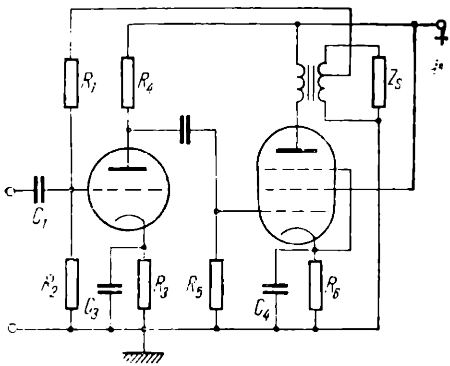


Fig. 7.33. Amplificator de audiofrecvenţă cu reacţie negativă globală.

constituie altceva decît montajul cu colector comun. Proprietăţile sale sînt asemnătoare cu cele ale repetorului catodic.

d) *Inversoare de fază.* La amplificatoarele în contra-timp s-a arătat că ele necesită la intrare semnale în antifază, de amplitudini egale. Producerea acestor semnale în anti-

fază, pornind de la un singur semnal, se face cu ajutorul etajelor numite inversoare de fază.

Inversoarele de fază pot utiliza un transformator cu priza mediană din secundar legată la masă. Acest montaj prezintă însă toate dezavantajele amplificatoarelor cu cuplaj prin transformator. În general, au performanțe mai bune inversoarele de fază cu reacție negativă, care nu utilizează transformator.

În fig. 7.32 este reprezentat un inversor de fază constînd dintr-un etaj amplificator cu o rezistență de sarcină în anod și alta în catod. Dacă aceste două rezistențe sînt egale ($R_c=R_a$), ele fiind parcurse de același curent, tensiunile de ieșire — cea de pe anod și cea de pe catod — vor avea amplitudini egale. De asemenea, ele au faze opuse, cum se poate constata ușor.

Amplificarea în tensiune a acestui etaj este aproximativ aceeași ca și a unui repetor catodic, adică cu puțin mai mică decît 1.

e) *Reacția negativă pe mai multe etaje.* În multe amplificatoare se folosește reacția negativă cuprinzînd două sau mai multe etaje ale amplificatorului. De obicei, tensiunea de reacție se ia de pe primarul sau de pe secundarul transformatorului de ieșire și se aplică pe un etaj preamplificator (pe grila sau pe catodul tubului)

Un exemplu de reacție negativă, aplicată pe două etaje, este arătat în fig. 7.33. O parte din tensiunea de ieșire (din secundarul transformatorului de ieșire utilizat în acest caz ca autotransformator) se aplică, prin intermediul rezistorului R_1, pe grila tubului preamplificator.

Reacția negativă aplicată pe întregul amplificator cu mai multe etaje (numită și reacție negativă globală) are avantajul că îmbunătățește performanțele întregului amplificator și nu numai ale unui singur etaj. În schimb, reacția negativă aplicată pe mai multe etaje poate deveni, la unele frecvențe, pozitivă, din cauza defazajelor suplimentare introduse de reactanțele din schema amplificatorului. De exemplu, la un amplificator cu trei etaje, se poate întîmpla ca la o frecvență suficient de joasă sau suficient de înaltă, fiecare etaj să introducă un defazaj suplimentar de 60°, datorit condensatoarelor de cuplaj și de decuplare, sau capacităților parazite. Aceasta înseamnă

că defazajul suplimentar introdus de întregul amplificator devine $3\times60^\circ=180^\circ$, adică faza semnalului de reacţie se inversează şi reacţia — care era negativă la frecvenţele medii — devine pozitivă. După cum s-a văzut, reacţia pozitivă poate conduce la oscilaţii, ceea ce trebuie evitat totdeauna la amplificatoare.

În consecinţă, la amplificatoarele cu trei sau mai multe etaje, reacţia negativă globală trebuie aplicată cu grijă, pentru a nu surveni pericolul de oscilaţii. Trebuie menţionat că la un amplificator cu două etaje, reacţia negativă globală cu greu poate deveni pozitivă, deoarece un singur etaj nu poate, de obicei introduce un defazaj suplimentar de 90°.

De multe ori reacţia negativă şi, în special, cea pe mai multe etaje, se utilizează pentru modificarea caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului. Aceasta se realizează introducînd reactanţe în circuitul de reacţie, care fac ca factorul de reacţie să depindă de frecvenţă. De obicei, pentru a obţine o asemenea reacţie-numită şi reacţie negativă selectivă — se introduc condensatoare în circuitul de reacţie.

1) *Reacţia parazită.* Am amintit că într-un amplificator poate lua naştere o reacţie şi prin elementele intrinseci ale amplificatorului, fără să introducem vreun circuit special de reacţie. Acest tip de reacţie se numeşte *reacţie parazită.*

Reacţia parazită are de cele mai multe ori efecte nedorite şi de aceea trebuie înlăturate cauzele care pot duce la asemenea reacţii, dacă ele pot deveni importante.

Un exemplu de reacţie parazită este cea care se produce prin intermediul sursei comune de alimentare a etajelor amplificatorului. Sursa avînd o impedanţă oarecare la bornele ei, se produce o cădere de tensiune alternativă, datorită curentului ultimului etaj, care se transmite şi la etajele anterioare. La amplificatoarele cu trei sau mai multe etaje, această reacţie poate fi pozitivă, ducînd uneori la oscilaţii. Aceste oscilaţii au de regulă o frecvenţă foarte joasă, de cîţiva herţi, deoarece impedanţa sursei de alimentare scade la frecvenţe mai înalte (la ieşirea sursei există conectat un condensator de capacitate mare, a cărui reactanţă este mică la frecvenţele obişnuite).

Reacţii parazite pot lua naştere şi prin intermediul capacităţilor dintre elementele amplificatorului, prin capacităţile tuburilor etc. Aceste reacţii pot duce la oscilaţii de frecvenţe înalte, deoarece, la frecvenţe joase reactanţa capacităţilor amintite este foarte mare şi ele pot asigura un factor de reacţie suficient de ridicat.

7.5. AMPLIFICATOARE DE ÎNALTĂ FRECVENŢA.

Întregul spectru de frecvenţe începînd de la 100 kHz şi pînă la cîteva mii de megaherţi constituie aşa-numitul domeniu al frecvenţelor înalte. În cadrul acestui domeniu larg, frecvenţele cuprinse între 100 kHz şi 30 MHz sînt destinate în special emisiunilor radiofonice din gamele de UL, UM, şi US, (unde lungi, unde medii şi unde scurte). Frecvenţe mai mari de 30 MHz, numite şi frecvenţe ultraînalte, cuprind gamele de unde metrice (30 – 300 MHz), decimetrice (300–3 000 MHz), centimetrice şi milimetrice (3 000 – 300 000 MHz).

În domeniul undelor metrice se situează transmisiunile de televiziune şi radiodifuziune cu modulaţie de frecvenţă. În domeniul undelor decimetrice, care aveau pînă în prezent utilizări doar în radiolocaţie, radiogoniometrie, radio-astronomie etc. au început să se facă în prezent şi transmisiuni de televiziune (banda 570 – 800 MHz). Domeniul undelor centimetrice şi milimetrice este, în general, mai puţin folosit — şi numai în cazuri speciale — iar elementele cu care sîntem obişnuiţi — tuburi electronice, rezistoare şi condensatoare — sînt înlocuite aici cu tuburi speciale, ghiduri de undă, cavităţi rezonatoare, linii etc.

Amplificatoarele care servesc amplificării semnelor din domeniul frecvenţelor înalte se numesc *amplificatoare de înaltă frecvenţă* sau *amplificatoare de radiofrecvenţă* şi cuprind, corespunzător celor de mai sus, şi amplificatoarele de ultraînaltă frecvenţă. Tot din amplificatoarele de înaltă frecvenţă fac parte amplificatoarele de videofrecvenţă, care — cu toate că din punctul de vedere al frecvenţelor amplificate s-ar putea încadra în amplificatoarele de radiofrecvenţă (frecvenţa maximă amplificată este 6–7 MHz) — reprezintă totuşi o clasă specială din cauza benzii largi de frecvenţe pe care trebuie să le amplifice.

7.5.1. AMPLIFICATOARE DE RADIOFRECVENȚĂ CU TUBURI ELECTRONICE

Amplificatoarele de radiofrecvență se folosesc atît în emițător cît și în receptoare. Față de amplificatoarele de audiofrecvență, ele prezintă unele particularități; astfel, ele trebuie să amplifice cît mai uniform o bandă îngustă de frecvențe, iar în afara benzii este de dorit ca amplificarea să fie cît mai mică. Această proprietate a amplificatoarelor se numește *selectivitate* și prezintă o importanță mare atît la radioreceptoare cît și la emițătoare. Datorită selectivității, un amplificator de radiofrecvență nu poate amplifica simultan un semnal de frecvență f_1 și armonicile lui $2\,f_1$, $3\,f_1$ etc. Neamplificînd armonicile unui semnal, rezultă că un amplificator de radiofrecvență nu introduce distorsiuni neliniare; mai mult, el elimina armonicile semnalului de intrare, astfel încît la ieșire se obține un semnal practic sinusoidal, chiar dacă semnalul de intrare este nesinusoidal. În schimb, amplificatoarele de radiofrecvență introduc distorsiuni de frecvență, cu atît mai mari, cu cît neuniformitatea amplificării în bandă este mai mare.

Pentru realizarea selectivității, amplificatoarele radiofrecvență se construiesc, aproape fără excepție, cu circuite oscilante inductanță-capacitate (LC) de tip paralel, acordate pe o frecvență cuprinsă în banda pe care trebuie să o amplifice și să o transmită amplificatorul.

Amplificatoarele de radiofrecvență de semnal mic lucrează, de obicei, în clasă A, folosind pentode, deoarece la triode, prin capacitatea grilă-anod, care este mai mare decît a pentodelor, se produc reacții care pot da naștere la oscilații. Impedanța de sarcină a unui amplificator de radiofrecvență constă fie dintr-un circuit paralel, fie din două sau mai multe asemenea circuite cuplate între ele. Cuplajele dintre etaje se pot face fie inductiv, fie prin condensator.

Amplificatoarele de radiofrecvență de putere, folosite uzual în emițătoare, au ca impedanță de sarcină tot circuite acordate. Ele lucrează, în general, cu triode în clasă B sau C.

Amplificatoare cu cuplaj prin condensator. Schema unui amplificator de radiofrecvență cu cuplaj prin condensator

este dată în fig. 7.34. Ea se aseamănă cu schema unui amplificator *RC* la care rezistorul de sarcină este înlocuit prin circuitul paralel *LC*.

Caracteristica de frecvenţă a unui etaj de amplificare cu un circuit acordat este dată în fig. 7.35.

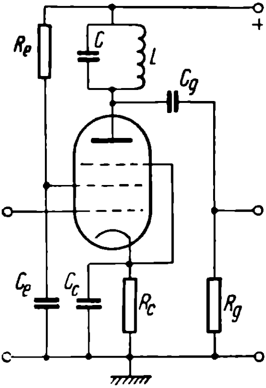


Fig. 7.34. Etaj de amplificare cu circuit acordat, cu cuplaj prin capacitate.

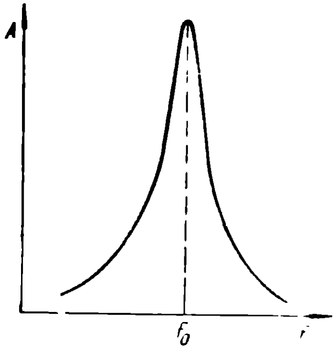


Fig. 7.35. Caracteristica de frecvenţă a etajului din fig. 7.34.

Amplificatoare cu cuplaj prin transformator (fig. 7.36). Aceste amplificatoare nu se deosebesc ca funcţionare de cele studiate anterior, şi prezintă în raport cu acestea avantajul că realizează o separare galvanică totală între etaje. Amplificarea acestor etaje depinde de cuplanul dintre circuite, valoarea maximă obţinîndu-se la un cuplaj optim la care rezistenţa reflectată de secundar este egală cu rezistenţa optimă în primar.

Amplificatoare cu filtru de bandă. Schema unui amplificator cu filtru de bandă este reprezentată în fig. 7.37 şi diferă de amplificatoarele de radiofrecvenţă precedente prin faptul că conţine două circuite acordate, cuplate între ele — denumite filtru de bandă. Aceste filtre de bandă prezintă avantajul că, pentru un cuplaj convenabil ales asigură o amplificare relativ constantă într-o bandă mai

largă la frecvenţe şi au în acelaşi timp o rejecţie pronunţată pentru toate frecvenţele din afara benzii respective.

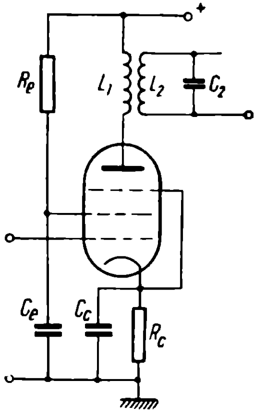


Fig. 7.36. Etaj de amplificare cu circuit acordat, cu cuplaj prin transformator.

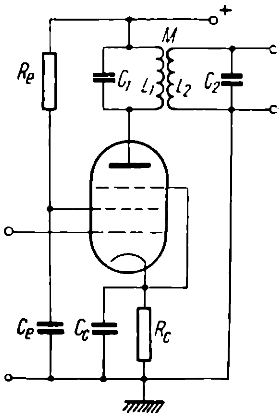


Fig. 7.37. Etaj de amplificare cu circuite cuplate (cu filtru de bandă).

7.5.2. AMPLIFICATOARE DE RADIOFRECVENŢĂ CU TRANZISTOARE

Ca şi în cazul amplificatoarelor de audiofrecvenţă, realizarea amplificatoarelor de radiofrecvenţă cu tranzistoare se bazează pe aceleaşi principii ca şi cele de la etajele corespunzătoare cu tuburi.

Unul dintre cele mai importante neajunsuri ale tranzistoarelor în etajele de radiofrecvenţă este reacţia internă a tranzistorului. Această reacţie face ca între ieşirea şi intrarea tranzistorului să existe o interacţiune, asemănătoare cu cea care se produce la triode, prin capacitatea grilă-anod.

O posibilitate de a elimina, cel puţin parţial, neajunsul arătat este de a produce o reacţie suplimentară, cu elemente convenabil alese, care să neutralizeze efectul reacţiei interne a tranzistorului. De obicei, această reacţie suplimentară se face cu ajutorul unor grupuri rezistenţă-capacitate, conectate între ieşirea şi intrarea amplifica-

torului. În fig. 7.38 este reprezentată schema unui amplificator de radiofrecvență cu două etaje, în montaj *EC*. Stabilizarea regimului de funcționare a tranzistoarelor se face cu montajul descris la amplificatoarele de audiofrecvență. Grupurile R_4 C_4 respectiv R_{10} C_8 au rolul de

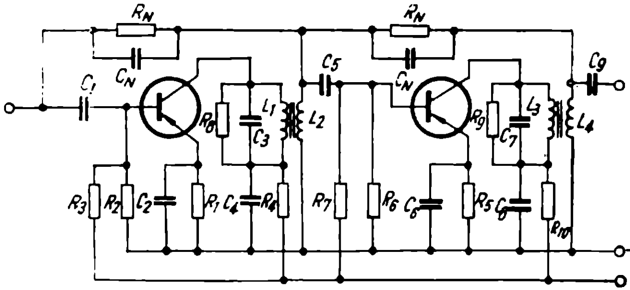


Fig. 7.38. Amplificator de înaltă frecvență cu tranzistoare

a elimina orice cuplaj al etajelor prin sursa de alimentare, componentele alternative ale curenților de colector fiind închise la masă prin condensatoarele din aceste grupuri. Cuplajul între etaje se face prin transformator, care este mai avantajos decît cuplajul prin capacitate, deoarece permite realizarea unei adaptări mai bune. În paralel pe circuitele acordate sînt montate rezistoare, pentru a sigura valoarea necesară a factorului de calitate.

Reacția suplimentară pentru neutralizare se face prin grupurile $R_N C_N$, montate între ieșirea și intrarea fiecărui etaj. Ajustarea elementelor acestor grupuri de reacție se face experimental, în așa fel, încît tensiunea de reacție produsă de ele să fie egală și de sens contrar tensiunii create de reacția internă.

7.6. AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU

Amplificatoarele de curent continuu sînt acele amplificatoare în care semnalele aplicate la intrare pot avea variații oricît de lente. Cu alte cuvinte, aceste amplificatoare pot transmite semnale de frecvențe oricît de joase.

Este evident că aceste amplificatoare nu pot conţine etaje cuplate între ele prin condensatoare sau prin transformator; în schemele lor se pot utiliza numai rezistoare.

La realizarea amplificatoarelor de curent continuu se întîmpină în principal două dificultăţi.

În primul rînd, imposibilitatea de a separa între ele circuitele anodice de circuitele de grilă, prin condensatoare sau prin transformatoare, face necesară folosirea unor surse suplimentare de tensiune continuă sau a unor montaje speciale, deoarece în caz contrar tensiunea pozitivă a anodului s-ar aplica direct pe grila etajului următor.

În al doilea rînd, la amplificatoarele de curent continuu orice variaţie a tensiunii de intrare sau a curentului anodic al unuia din tuburile amplificatoare se transmite la ieşire, dînd naştere astfel la un semnal perturbator. Aceasta înseamnă că putem avea un semnal la ieşire chiar dacă la intrare nu aplicăm nici un semnal, ceea ce în mod evident nu este admisibil. Practic, acest neajuns se poate constata scurtcircuitînd intrarea — pentru a fi siguri că nu se aplică nici un semnal — şi urmărind variaţia tensiunii de ieşire în timp, determinată mai ales de variaţia tensiunilor de alimentare a tuburilor, de variaţia elementelor amplificatorului din cauza modificării temperaturii mediului sau din alte cauze etc. Această variaţie a tensiunii de ieşire, atunci cînd la intrare nu se aplică nici un semnal, se numeşte *deriva de zero* (sau simplu, deriva) a amplificatorului de curent continuu.

Bine înţeles, la amplificatoare obişnuite, de curent alternativ, fenomenul derivei nu se constată, deoarece acestea nu transmit variaţiile lente ale tensiunii de intrare.

Pentru asigurarea tensiunilor corecte pe electrozii tuburilor amplificatorului de curent continuu se poate utiliza o schemă în care există cîte două surse de curent continuu pentru fiecare etaj. Una din aceste surse este conectată în circuitul anodic al etajului, iar cealaltă asigură negativarea grilei. Practic, însă, acest montaj este rar folosit, din cauza numărului mare de surse necesare.

Există şi scheme care permit alimentarea amplificatorului de la o singură sursă. Un exemplu de asemenea schemă este dat în fig. 7.39. Ea utilizează un divizor de tensiune *P*, format dintr-un rezistor cu mai multe prize. Se

observă că în această schemă fiecare electrod este alimentat cu tensiunea corectă, prin conectarea corespunzătoare la puncte de potenţiale diferite ale divizorului. Dezavantajele schemei sînt necesitatea unei surse de tensiune rela-

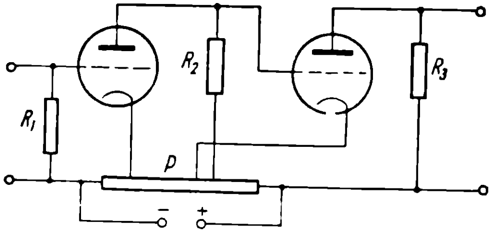


Fig. 7.39. Amplificator de curent continuu, cu alimentare prin divizor de tensiune.

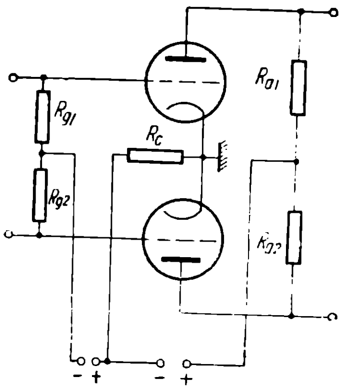


Fig. 7.40 Amplificator simetric de curent continuu.

tiv mare şi reacţiile care iau naştere între etaje prin intermediul divizorului de alimentare comun.

Pentru eliminarea derivei de zero, tensiunile de alimentare se stabilizează şi se utilizează elemente de circuit cu bună stabilitate în timp. O altă posibilitate de a reduce deriva este folosirea montajelor simetrice, în contratimp (v. § 7.4.2.), ca cel reprezentat în fig. 7.40.

8. OSCILATOARE

8.1. INTRODUCERE

Am văzut că una din funcţiile importante ale tuburilor electronice şi ale tranzistoarelor este amplificarea semnalelor. Un amplificator poate fi privit ca un sistem care transformă energia de curent continuu primită de la bateria de alimentare într-o energie de curent alternativ, în conformitate cu semnalul de comandă aplicat la intrare. Pentru funcţionarea amplificatorului este deci esenţială existenţa semnalului de intrare, independent de procesele din amplificator.

Oscilatorul este un sistem care efectuează o funcţie similară amplificatorului — transformarea energiei de curent continuu a sursei de alimentare într-o energie de curent alternativ — dar fără a fi necesară existenţa unui semnal de comandă aplicat din afară. Oscilatorul are deci o funcţionare independentă. Semnalul generat de el are caracteristicile (amplitudine, frecvenţă, formă) determinate exclusiv de parametrii circuitelor care îl compun. Într-un cuvînt oscilatorul *generează* semnale, pe cînd amplificatorul le amplifică.

Există mai multe tipuri de oscilatoare cu tuburi sau cu tranzistoare. Ele se pot clasifica după gama de frecvenţe în care lucrează, după elementele de circuit folosite, după puterea lor, după forma semnalelor pe care le generează etc. Oscilatoarele au particularităţi de funcţionare care le deosebesc mult între ele; au însă un principiu

comun care stă la baza modului lor de lucru, şi anume existenţa unei *reacţii pozitive*. Oscilatoarele pot fi privite ca amplificatoare cu reacţie pozitivă, în care semnalul de intrare reprezintă o fracţiune din semnalul de ieşire întors printr-un circuit de reacţie.

La unele tipuri de oscilatoare structura lor de amplificator cu reacţie pozitivă este mai evidentă, dar la altele este mai greu de pus în evidenţă acest lucru. Din această cauză, funcţionarea unor oscilatoare se poate explica mai uşor pe alte căi, de exemplu apelînd la noţiunea de rezistenţă negativă.

8.2. OSCILATOARE CU INDUCTANŢĂ ŞI CAPACITATE *(LC)*

O categorie importantă de oscilatoare sinusoidale — adică oscilatoare care generează semnale de formă sinusoidală — o formează oscilatoarele cu inductanţă şi capacitate, numite şi oscilatoare *LC* sau oscilatoare cu circuit oscilant.

În capitolul 2, la studiul circuitelor oscilante, am văzut că într-un circuit format dintr-o bobină şi un condensator pot avea loc oscilaţii libere, care sînt sinusoidale şi au o frecvenţă determinată de inductanţa şi de capacitatea din circuit. Aceste oscilaţii sînt amortizate, adică amplitudinea lor scade în timp, devenind imperceptibilă după un anumit număr de perioade.

Pentru ca aceste oscilaţii să aibă amplitudinea constantă, adică să devină oscilaţii întreţinute, este necesar să cedăm din exterior circuitului oscilant o anumită cantitate de energie, în mod permanent, pentru a compensa pierderile de energie care au loc datorită rezistenţei circuitului. Această energie nu poate fi însă dată circuitului oricum; ea trebuie dozată astfel încît efectul acestei acţiuni exterioare să fie întărirea oscilaţiilor şi nu slăbirea lor.

Cel mai simplu mod de a întreţine oscilaţiile într-un circuit oscilant este acela de a aplica la fiecare perioadă cîte un mic impuls de tensiune circuitului, cu ajutorul unei baterii de curent continuu şi al unui întreruptor, ca în fig. 8.1.

Întreruptorul trebuie să asigure acea dozare a energiei despre care am vorbit mai înainte. El trebuie să fi închis în momentele în care tensiunea alternativă de pe condensator este de acelaşi semn cu tensiunea bateriei şi trebuie să

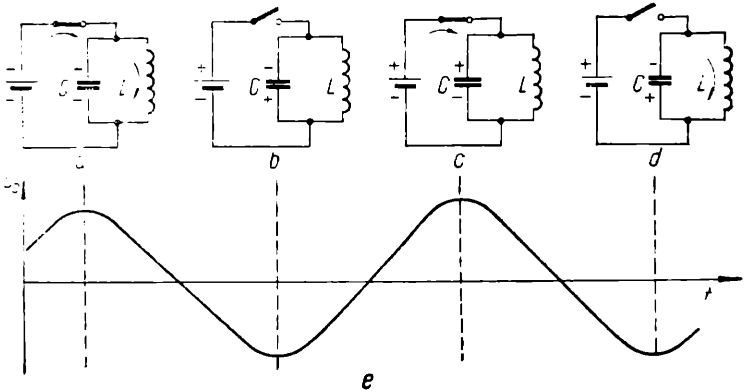


Fig. 8.1. Oscilaţii întreţinute într-un circuit cu inductanţă şi capacitate: *a, b, c, d* — producerea oscilaţiilor întreţinute folosind o sursă de curent continuu şi un întreruptor; *e* — variaţia în timp a tensiunii pe condensator

întrerupă legătura dintre circuit şi baterie în momentele în care tensiunea pe condensator are polaritate contrară celei a bateriei. În acest mod, bateria încarcă o dată la fiecare perioadă condensatorul *C* cu o mică sarcină suplimentară, suficientă pentru a compensa căderea de tensiune care s-ar produce dacă oscilaţiile ar fi libere.

Se vede uşor că funcţionarea acestui sistem ar fi imposibilă dacă întreruptorul nu ar acţiona în felul descris, perfect sincron cu oscilaţiile circuitului. De exemplu, dacă închiderea şi deschiderea întreruptorului s-ar face la intervale inegale de timp, sau dacă el ar fi închis tot timpul, oscilaţiile din circuit nu ar avea o frecvenţă constantă şi aceeaşi amplitudine, sau ar înceta complet.

Modul de funcţionare descris se aseamănă cu acela al pendulului sau al balansierului ceasornicului, ale cărui oscilaţii sînt întreţinute prin acţiunea mecanismului cu clichet care aplică cîte un mic impuls o dată la fiecare perioadă de oscilaţie.

În oscilatoarele electronice rolul întreruptorului din fig. 8.1. îl are un tub electronic sau un tranzistor. Acesta este introdus între sursa de alimentare şi circuitul oscilant; pentru a-l bloca şi a-l debloca la momentele potrivite, se foloseşte un semnal luat chiar de la circuitul oscilant, care printr-un circuit de reacţie este aplicat la intrarea tubului sau tranzistorului.

În fig. 8.2 este arătată schema de funcţionare a unui oscilator cu triodă. Se vede că în momentele în care trioda conduce, ea face legătura între sursa de alimentare şi circuitul oscilant, permiţînd aplicarea unei tensiuni pe acest circuit, iar în momentele în care nu conduce (este blocată) separă sursa de circuitul oscilant.

Pentru ca momentele de conducţie şi cele de blocare să se succeadă în mod corect, în ritmul oscilaţiilor din circuitul inductanţă-capacitate, pe grila triodei se aplică — prin intermediul circuitului de reacţie — un semnal de

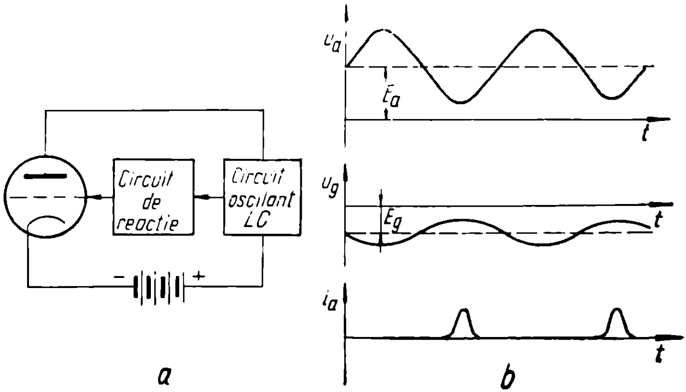


Fig. 8.2, Oscilator *LC* cu triodă:
a — schema de principiu; *b* — variaţia în timp a curenţilor şi a tensiunilor.

aceeaşi frecvenţă cu cea a oscilaţiilor din circuit. Acest semnal se ia de la circuitul oscilant.

Este uşor de văzut că semnalul aplicat pe grilă trebuie să fie în fază cu oscilaţiile tensiunii la bornele circuitului oscilant. În adevăr, tubul trebuie să conducă în momentele

în care tensiunea pe circuitul oscilant este pozitivă, adică de acelaşi semn ca şi tensiunea sursei de alimentare; pentru aceasta este necesar ca pe grila triodei să se aplice tot un semnal pozitiv. Rezultă că *întreţinerea oscilaţiilor se poate face numai dacă reacţia este pozitivă*, fapt care l-am amintit şi mai înainte.

Trioda folosită cu oscilatoare poate lucra în regim de clasă A. clasă B sau clasă C. Modul de funcţionare descris este acelaşi, oricare ar fi clasa de amplificare a triodei. După cum vom vedea însă, randamentul oscilatorului şi stabilitatea funcţionării sale sînt mai bune în regim de clasă C; din această cauză, practic, toate oscilatoarele cu circuit oscilant inductanţă-capacitate lucrează în clasă C. În acest regim de funcţionare grila triodei este negativată puternic, astfel încît potenţialul ei mediu este mai scăzut decît cel corespunzător blocării tubului. Curentul anodic al tubului este zero aproape tot timpul cu excepţia vîrfurilor pozitive ale tensiunii de grilă, cînd acest curent circulă în impulsuri (fig. 8.2.). Amplitudinea oscilaţiilor din circuitul oscilant va depinde de mărimea impulsurilor curentului anodic. În adevăr, dacă oscilaţiile au amplitudine mare, pierderile vor fi şi ele mari şi pentru compensarea lor sînt necesare impulsuri mai puternice ale curentului anodic.

8.2.1. NEGATIVITATEA AUTOMATĂ PRIN CURENŢI DE GRILĂ

La oscilatoarele care funcţionează în clasă C nu este avantajos să se folosească o negativare fixă, cu ajutorul unei surse exterioare de negativare. În adevăr, în acest caz la punerea în funcţiune a oscilatorului curentul anodic al tubului ar fi zero, deci oscilaţiile nu ar putea începe. Pentru a amorsa oscilaţiile, adică a le porni, ar trebui să se dea un impuls iniţial de curent circuitului oscilant, care să dea naştere primelor oscilaţii; după aceasta funcţionarea ar decurge normal.

Este deci clar că apare ca o necesitate folosirea unei negativări automate, care să depindă de amplitudinea oscilaţiilor, astfel încît în primul moment, cînd amplitudinea oscilaţiilor este zero, negativarea să fie minimă. O

negativare automată obișnuită, cu rezistență în catod, nu este însă nici ea potrivită. Soluția adoptată la toate oscilatoarele în clasă C este un alt tip de negativare automată, care nu folosește curentul anodic, ci curentul de grilă. În

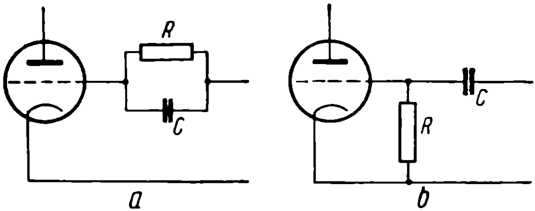


Fig. 8.3. Circuite de negativare automată prin curenți de grilă:

a — cu rezistor în serie; *b* — cu rezistor în paralel.

fig. 8.3 este arătată schema de principiu a circuitului de grilă al unui oscilator cu negativare automată prin curenți de grilă.

Ansamblul grilă-catod al triodei lucrează ca o diodă, care produce o redresare în circuitul de grilă. În timpul alternanțelor pozitive ale tensiunii de grilă, condensatorul *C* se încarcă prin circuitul de rezistență mică grilă-catod; această încărcare a condensatorului se face rapid, datorită faptului că circuitul de încărcare are rezistență mică, așa cum am arătat. În timpul alternanțelor negative ale tensiunii de grilă, spațiul grilă-catod nu conduce; condensatorul *C* se descarcă prin rezistența *R*, de valoare mare. Deoarece rezistența circuitului de descărcare este mare, acest proces are durată mai lungă. Rezultatul este că, în intervalul dintre două alternanțe pozitive, condensatorul *C* se descarcă foarte puțin, păstrînd la bornele sale o tensiune aproape constantă și doar cu puțin mai mică decît amplitudinea tensiunii alternative aplicată pe grilă.

În fig. 8.4, este arătată variația tensiunii dintre grilă și catodul unui tub oscilator, la care negativarea se face prin curent de grilă. Tensiunea grilei, în fiecare moment, este dată de suma tensiunii alternative și a tensiunii practic continue de la bornele condensatorului *C*.

Cu cît amplitudinea oscilaţiilor creşte, cu atît mai mare va fi tensiunea continuă de negativare care apare pe condensator. În acest fel, la punerea în funcţiune a oscilatorului negativarea este zero, deci curentul anodic al tubului

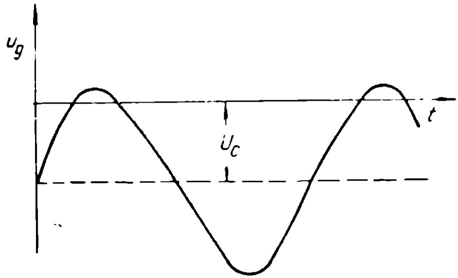


Fig. 8.4. Variaţia în timp a tensiunii grilei, în cazul negativării automate prin curenţi de grilă.

este mare şi oscilaţiile se vor produce cu uşurinţă. Pe măsură ce oscilaţiile cresc în amplitudine, va creşte şi negativarea, aducînd tubul în regimul de clasă C dorit.

Pentru ca grupul *RC* de negativare automată prin curenţi de grilă să funcţioneze corect, este necesar ca produsul dintre rezistenţa *R* şi capacitatea *C*, care se numeşte *constantă de timp* a circuitului, să fie de 10—20 ori mai mare decît perioada oscilaţiilor. Aceasta asigură o constantă suficient de bună a tensiunii la bornele condensatorului.

8.2.2. AMORSAREA ŞI AMPLITUDINEA OSCILAŢIILOR

În cele expuse mai sus am explicat funcţionarea oscilatorului presupunînd că în circuitul oscilant au existat oscilaţii, fără să arătăm cum se amorsează (cum pornesc) primele oscilaţii. În adevăr, dacă tubul oscilator este în funcţiune şi prin el trece un curent anodic constant, aparent nu există nici o cauză care să dea naştere la oscilaţii. Pentru a porni oscilaţiile, ştim că este necesar un impuls de tensiune sau de curent, adică o variaţie a tensiunii sau a curentului din circuitul oscilant.

În realitate, curentul anodic al unui tub nu este niciodată perfect constant. Chiar dacă tensiunile de alimentare,

anodică şi de filament, ar fi constante, curentul în sine are şi o componentă alternativă de mică amplitudine, deoarece el constă dintr-un flux de electroni, iar trecerea fiecărui electron reprezintă un mic impuls de curent. Circuitului oscilant îi este suficient cel mai mic impuls de curent pentru ca oscilaţiile să se producă. Iată deci, că în caz extrem, cînd nu se produce nici o altă variaţie a curentului prin tub, fluctuaţiile mici ale acestuia, cauzate de caracterul discontinuu al fluxului de electroni, vor determina pornirea oscilaţiilor în circuitul oscilant.

Odată amorsate, oscilaţiile vor creşte repede în amplitudine, deoarece energia cedată în fiecare perioadă de către sursa circuitului oscilant este mai mare decît pierderile care se produc în circuit. Este normal să presupunem că amplitudinea oscilaţiilor va creşte pînă în momentul cînd aceste două energii vor deveni egale. Putem deci stabili următoarea proprietate importantă a oscilatorului: *amplitudinea oscilaţiilor se stabileşte (se limitează) la o valoare la care puterea cedată circuitului oscilant de către sursa de alimentare, prin intermediul tubului (sau tranzistorului), este egală cu puterea consumată în circuitul oscilant şi în restul circuitelor oscilatorului.*

La începutul funcţionării oscilatorului, imediat după punerea lui în funcţiune, oscilatorul lucrează în clasă A. În acest regim puterea cedată circuitului oscilant prin intermediul tubului creşte o dată cu creşterea amplitudinii oscilaţiilor, deoarece mărirea amplitudinii oscilaţiilor determină o mărire proporţională a amplitudinii curentului anodic al tubului. Rezultă că în regim de clasă A nu este posibilă o limitare a amplitudinii oscilaţiilor; acest regim nu poate asigura o funcţionare stabilă a oscilatorului. În adevăr, sînt posibile două situaţii: sau puterea cedată circuitului oscilant este mai mare decît cea pierdută, şi atunci amplitudinea oscilaţiilor creşte, sau puterea cedată este mai mică şi în acest caz amplitudinea oscilaţiilor scade.

Altfel stau lucrurile în regim de clasă C. În acest regim, componenta fundamentală a curentului anodic nu mai creşte proporţional cu amplitudinea oscilaţiilor. În acest fel se poate stabili un echilibru al schimbului de putere între sursă şi circuitul oscilant, iar amplitudinea oscilaţiilor se stabilizează.

O ultimă chestiune care mai trebuie lămurită este următoarea: de ce factori depinde valoarea la care se stabileşte amplitudinea oscilaţiilor? O analiză mai profundă a funcţionării oscilatoarelor arată că, pentru un tub electronic (tranzistor) dat, amplitudinea oscilaţiilor depinde de factorul de reacţie pozitivă. Cu cît reacţia este mai puternică, cu atît amplitudinea oscilaţiilor va fi mai mare. Dimpotrivă, la un factor de reacţie mai mic oscilaţiile vor avea o amplitudine mai redusă. Amplitudinea oscilaţiilor mai depinde şi de parametrii tubului (tranzistorului), în primul rînd de panta sa. O valoare mai mare a pantei asigură o amplitudine mai importantă a oscilaţiilor.

Există o valoare critică a produsului dintre factorul de reacţie şi panta tubului (tranzistorului), sub care oscilaţiile nu se mai pot produce. Această valoare, care depinde de tipul oscilatorului şi de schema lui, se numeşte condiţie de oscilaţie.

Condiţia de oscilaţie se mai poate exprima sub forma generală

$$\beta A = 1,$$

pe care am întîlnit-o la studiul reacţiei în amplificatoare. În această relaţie β este factorul de reacţie, iar A este amplificarea amplificatorului, care se obţine dacă se întrerupe circuitul de reacţie al oscilatorului.

8.2.3. NOŢIUNEA DE REZISTENŢĂ NEGATIVĂ

Am arătat că într-un circuit oscilant se produc oscilaţii amortizate dacă nu intervine o acţiune exterioară, din cauza pierderilor în rezistenţa circuitului. Dacă însă s-ar putea realiza circuite oscilante cu rezistenţa egală cu zero, amplitudinea oscilaţiilor s-ar menţine constantă un timp nedefinit, deoarece în circuit nu s-ar mai produce pierderi.

Pe de altă parte, în circuitele oscilante, care fac parte dintr-un oscilator electronic se produc, aşa cum am văzut, tot oscilaţii de amplitudine constantă. Comparînd cele două situaţii, una ideală şi una reală, în care se produc oscilaţii de amplitudine constantă, rezultă că funcţionarea unui oscilator electronic se poate explica şi admiţînd că el intro-

duce o *rezistență negativă* în circuitul oscilant, care adunată algebric cu rezistența pozitivă dă o rezistență totală nulă.

Ce trebuie să înțelegem printr-o rezistență negativă? O rezistență obișnuită, pozitivă, este parcursă de un curent proporțional cu tensiunea care i se aplică și este îndreptat de la plusul către minusul tensiunii, așa cum decurge din legea lui Ohm. În cazul unei rezistențe negative, curentul prin rezistență este tot proporțional cu tensiunea aplicată, dar îndreptat de la minusul către plusul tensiunii (fig. 8.5).

Observăm că și în cazul unei surse, curentul debitat este îndreptat de la minusul către plusul sursei, prin interiorul ei (fig. 8.5). Înseamnă că o rezistență negativă este asemănătoare unei surse; de fapt, practic, nu se pot realiza rezistențe negative decît cu circuite active, adică circuite care cuprind și cel puțin o sursă. Deosebirea dintre o rezistență negativă și o sursă simplă este următoarea: pe cînd sursa

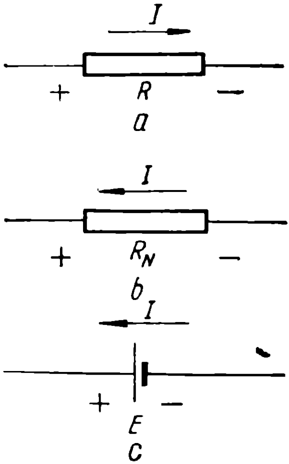


Fig. 8.5. Explicarea noțiunii de rezistență negativă:

a — rezistență pozitivă; *b* — rezistență negativă; *c* — sursă.

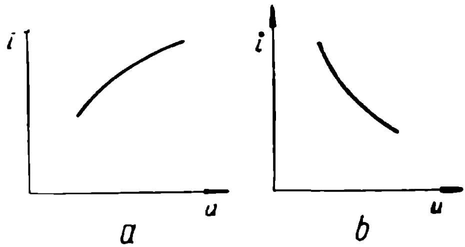


Fig. 8.6. Porțiuni din caracteristica curent-tensiune a unor elemente neliniare:

a — cu rezistență pozitivă; *b* — cu rezistență negativă.

de tensiune are o tensiune aproape independentă de curentul care o parcurge, la o rezistență negativă existentă o proporționalitate între tensiune și curent; dacă prin rezistența negativă nu circulă curent, tensiunea la bornele ei este zero.

În general, elementele de circuit care au o rezistență negativă sînt elemente neliniare, adică elemente la care curba curent-tensiune nu este o linie dreaptă, ci o curbă. Proporționalitatea dintre curent și tensiune există numai pe o anumită porțiune a acestei curbe. După cum această porțiune este ca în fig. 8.6, *a* sau ca în fig. 8.6, *b*, spunem că rezistența acelei porțiuni de caracteristică este pozitivă respectiv negativă.

Pe o porțiune a curbei din fig. 8.6, *a* (rezistența pozitivă) unei creșteri a tensiunii îi corespunde o creștere a curentului, iar pe o porțiune a curbei din fig. 8.6, *b* (rezistența negativă) — o creștere a tensiunii produce o scădere a curentului.

În fig. 8.7 sînt arătate două exemple tipice de caracteristici ale unor elemente de circuit cu rezistență negativă. Oricare din aceste elemente, conectate în serie sau în paralel cu un circuit oscilant, pot produce oscilații întreținute în acel circuit, dacă este îndeplinită condiția ca rezistența totală, compusă din rezistența pozitivă a circuitului oscilant și rezistența negativă a elementului neliniar, să fie egală cu zero (sau să fie negativă, caz în care amplitudinea oscilațiilor va creș...

Se poate arăta că oscilatoarele obișnuite, cu tuburi electronice sau cu tranzistoare, au o rezistență negativă

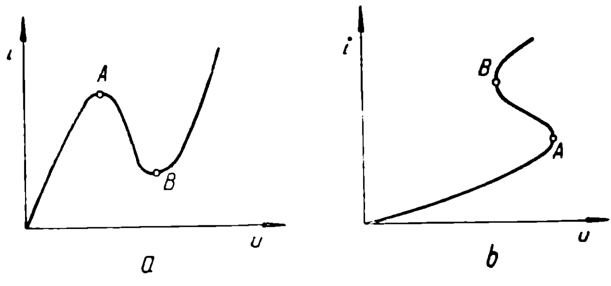


Fig. 8.7. Tipuri de caracteristici cu porțiuni de rezistență negativă: *a* — caracteristică în „N", *b* — caracteristică în „S"; *A*,*B* — punctele între care se află porțiunea de rezistență negativă.

între bornele care se conectează la circuitul oscilant. Mai există însă multe alte dispozitive care prezintă rezistență negativă, cu ajutorul cărora se pot realiza oscilatoare; astfel

de dispozitive sînt unele diode cu gaz, unele diode semiconductoare speciale (ca diode tunel), termistoarele, arcul electric etc.

8.2.4. SCHEME DE OSCILATOARE *LC*

Există diferite scheme de oscilatoare *LC*, care diferă între ele prin modul în care se efectuează reacţia (inductiv, capacitiv sau prin autotransformator), prin modul de alimentare (în serie sau în parelel) şi prin numărul de tuburi, de obicei unul sau două (montaje în contratimp).

În fig. 8.8 sînt reprezentate două variante ale schemei de oscilator *LC* cu cuplaj inductiv. Particularitatea schemelor cu reacţie inductivă este faptul că reacţia, adică cuplajul dintre circuitul anodic şi circuitul de grilă ale tubului, are loc prin intermediul unui transformator (două bobine cuplate, dintre care una este bobina circuitului oscilant).

Schema din fig. 8.8, *a* reprezintă un montaj serie, deoarece sursa de alimentare anodică şi circuitul oscilant sînt conectate în serie. Curentul anodic al tubului trece în întregime atît componenta sa continuă cît şi cea alternativă — prin bobina circuitului oscilant. Această schemă are dezavantajul că circuitul oscilant se află la potenţialul ridicat al sursei anodice. Acest lucru poate prezenta un pericol pentru operator, la oscilatoarele de putere mare, unde tensiunea anodică

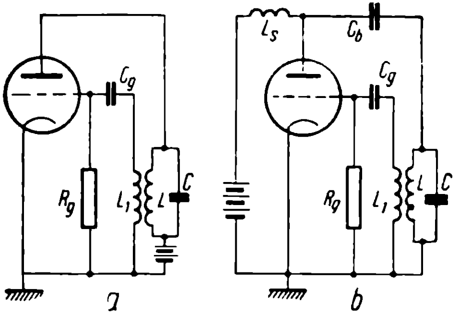


Fig. 8.8. Oscilatoare *LC* cu cuplaj inductiv:
a — cu alimentare serie; *b* — cu alimentare paralel.

are valori mari. Nici la oscilatoarele de putere mică nu este avantajos ca între elementele circuitului oscilant şi masă să existe o tensiune relativ ridicată, mai ales la oscilatoarele

cu frecvenţă variabilă, care utilizează condensatoare variabile.

Schema din fig. 8.8, *b* reprezintă acelaşi oscilator, însă cu alimentare în paralel. Cu ajutorul bobinei de şoc L_s şi al condensatorului de blocaj C_b componentele curentului anodic sînt separate: componenta continuă circulă numai prin sursă şi prin bobină de şoc, iar componenta alternativă prin condensatorul de blocaj şi prin circuitul oscilant. Bobina de şoc trebuie să aibă o inductanţă destul de mare pentru a împiedica trecerea curenţilor alternativi prin ea, iar capacitatea condensatorului de blocaj trebuie să fie şi ea suficient de mare pentru a prezenta practic un scurtcircuit pentru curentul alternativ.

În fig. 8.9 este reprezentată o schemă de oscilator *LC* cu reacţie capacitivă, numit şi oscilator Colpitts sau oscilator în trei puncte, cu cuplaj capacitiv (se numesc oscilatoare în trei puncte, deoarece trei puncte ale circuitului oscilant sînt legate la anodul, grila, respectiv catodul tubului).

Cele două condensatoare din circuitul oscilant formează un divizor de tensiune care asigură reacţia; se poate constata uşor că reacţia este pozitivă, observînd că tensiunile anodului

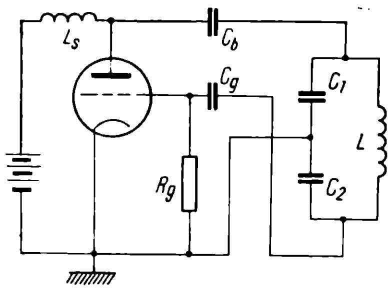


Fig. 8.9. Oscilator cu cuplaj capacitiv (Colpitts).

şi ale grilei, raportate ca de obicei, la catod, sînt în antifază. Pe cînd la oscilatoarele cu cuplaj inductiv factorul de reacţie era determinat mai ales de valoarea inducţiei mutuale dintre cele două bobine cuplate, la acest oscilator gradul reacţiei se poate varia prin modificarea raportului dintre capacităţile C_1 şi C_2 ale circuitului oscilant.

O altă variantă a oscilatoarelor în trei puncte este cea cu cuplaj prin autotransformator, numită şi oscilator Hartley (fig. 8.10). Aceasta funcţionează similar oscilatorului Colpitts descris anterior.

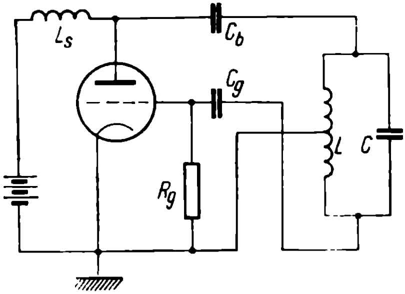


Fig. 8.10. Oscilator cu cuplaj prin autotransformator (Hartley).

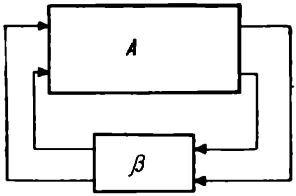


Fig. 8.11. Schema generală a unui oscilator:

A — amplificator; β — circuit de reacţie.

8.3. OSCILATOARE CU REZISTENŢĂ ŞI CAPACITATE (*RC*)

Orice oscilator poate fi privit ca un amplificator cu reacţie pozitivă, adică poate fi considerat compus dintr-un amplificator cu unul sau mai multe etaje şi dintr-un circuit de reacţie (fig. 8.11).

Pentru a avea oscilaţii sinusoidale, este necesar ca condiţia oscilaţiei

$$\beta A = 1$$

să fie îndeplinită la o singură frecvenţă. În adevăr, dacă această condiţie este valabilă într-o întreagă gamă de frecvenţe, oscilatorul nu va oscila pe o singură frecvenţă, ci pe mai multe frecvenţe simultan. Forma oscilaţiilor nu va mai fi sinusoidală, deoarece diferitele componente sinusoidale pe care oscilează sistemul formează, prin suprapunerea lor, o oscilaţie nesinusoidală.

Pentru a avea oscilaţii sinusoidale, este deci necesar ca valoarea produsului βA să fie egală cu 1 numai la o singură frecvenţă, iar la toate celelalte frecvenţe să fie mai mică

decît 1. Aceasta se poate realiza în două moduri: fie amplificatorul este selectiv fie circuitul de reacţie este selectiv. În oscilatoarele LC selectivitatea era asigurată de circuitul oscilant, a cărui prezenţă făcea ca relaţia $\beta A=1$ să fie îndeplinită numai la frecvenţa de rezonanţă a circuitului.

Oscilatorul de formă generală din fig. 8.12 poate oscila pe o singură frecvenţă, chiar dacă i se adaugă circuite selective de alt tip decît cele cu inductanţă şi capacitate.

O clasă răspîndită de circuite selective o formează circuitele cu rezistenţă şi capacitate; oscilatoarele în care circuitul de reacţie este selectiv şi este compus numai din rezistenţe şi din capacităţi se numesc oscilatoare cu rezistenţă şi capacitate sau oscilatoare RC.

Menţionăm că tot atît de uşor se pot realiza şi oscilatoare cu rezistenţă şi inductanţă (oscilatoare RL). Aceste oscilatoare nu sînt însă folosite practic, din cauză că bobinele sînt piese mult mai voluminoase şi mai scumpe decît condensatoarele, avînd şi neajunsul că produc cuplaje magnetice cu elementele de circuit învecinate.

Există două categorii mari de oscilatoare RC: oscilatoare cu număr impar de etaje (de obicei un etaj) şi oscilatoare cu număr par de etaje (de obicei două etaje). În fig 8.12 sînt prezentate schematic aceste două tipuri de oscilatoare.

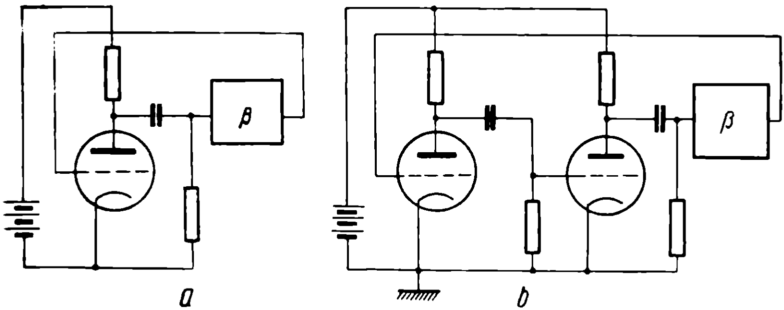


Fig. 8.12. Oscilatoare RC:
a — cu un tub electronic; b — cu două tuburi.

Se vede că la oscilatorul cu un etaj circuitul de reacţie trebuie să asigure semnalului un defazaj de 180°, adică să-i inverseze faza pentru ca reacţia să fie pozitivă, deci

să se poată produce oscilații (aceasta din cauză că un etaj de amplificare introduce și el un defazaj de 180°, defazajul total devenind astfel zero și semnalul de reacție fiind aplicat la intrare în fază cu semnalul de intrare). La oscilatorul cu două etaje, dimpotrivă, circuitul de reacție trebuie să transmită semnalul cu un defazaj zero, adică să nu-i schimbe faza, pentru ca reacția să fie pozitivă.

În concluzie, la oscilatorul *RC* cu un etaj trebuie folosit un circuit cu rezistențe și capacități care să transmită cu atenuare mică și cu inversare de fază semnalele de o anumită frecvență, iar semnalele de orice altă frecvență să le transmită fie cu o atenuare, fie cu un defazaj diferit de 180°. La oscilatorul *RC* cu două etaje trebuie folosite alte circuite cu rezistențe și capacități, care la o anumită frecvență să transmită semnalele cu atenuare mică și fără defazare, iar la alte frecvențe să introducă o atenuare mare sau un defazaj important.

Există diferite scheme de circuite selective *RC* care se pot folosi la oscilatoarele de cele două tipuri.

8.3.1. OSCILATOARE *RC* CU UN ETAJ DE AMPLIFICARE

Schema cea mai obișnuită de oscilator *RC* cu un etaj este cea prezentată în fig. 8.13. Circuitul de reacție este format din perechi rezistență-capacitate (celule *RC*), fiecare din aceste perechi producînd un defazaj de aproximativ 60°. Avînd în total trei celule *RC*, defazajul introdus de circuitul de reacție va fi de 180°. Se vede că numai cu două celule de acest tip nu s-ar fi putut obține defazajul necesar. Defazajul introdus de circuitul de reacție este de 180° numai la o singură frecvență. În adevăr, la frecvențe mai mici defazajul crește, deoarece reactanța condensatoarelor este mai mare și ele joacă un rol preponderent în celulele *RC*. La frecvențe mai înalte reactanța condensatoarelor scade, deci ele au o influență mai mică și defazajul introdus scade.

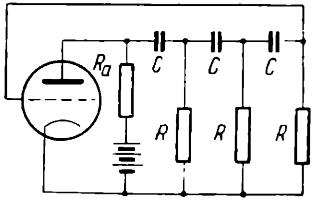


Fig. 8.13. Oscilator *RC* cu un tub electronic.

Frecvența de oscilație, dacă cele trei rezistențe au aceeași valoare R și cele trei condensatoare au aceeași capacitate C, se poate calcula cu formula

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC} = \frac{1}{15{,}4\,RC}.$$

Se observă că frecvența de oscilație este invers proporțională cu capacitatea, și nu cu rădăcina pătrată a capacității, ca la oscilatoarele LC. Acestea prezintă un mare avantaj deoarece ușurează realizarea oscilatoarelor de frecvență variabilă. De exemplu, dacă raportul dintre valoarea maximă și valoarea minimă a capacității unui condensator variabil este C_{max} / $C_{min}=10$, la un oscilator RC frecvența poate fi variată în același raport 10:1 prin modificarea capacității de la valoarea sa minimă pînă la cea maximă, pe cînd la un oscilator LC în aceleași condiții se putea realiza o variație a frecvenței de oscilație într-un raport abia cu puțin mai mare decît 3:1.

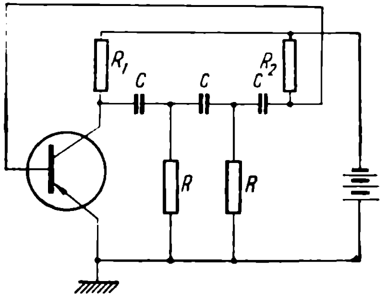


Fig. 8.14. Oscilator RC cu un tranzistor.

Oscilatoare RC cu un etaj se pot realiza ușor și cu tranzistoare. În fig. 8.14 este arătată schema unui asemenea oscilator. Deosebirea față de schema cu tub electronic constă în modul de polarizare a electrozilor.

8.3.2. OSCILATOARE *RC* CU DOUĂ ETAJE DE AMPLIFICARE

Circuitul selectiv folosit în oscilatoarele RC cu două etaje este de cele mai multe ori o punte Wien, a cărei schemă este reprezentată în fig. 8.15. Această punte are proprietatea că tensiunea la ieșire ei (pe una din diagonale,) este în fază cu tensiunea la intrare (pe cealaltă diagonală la o singură frecvență, dată de formula

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

Dacă acestă punte se foloseşte ca circuit de reacţie într-un oscilator cu două etaje, frecvenţa de oscilaţie va avea chiar valoarea dată de formula de mai sus.

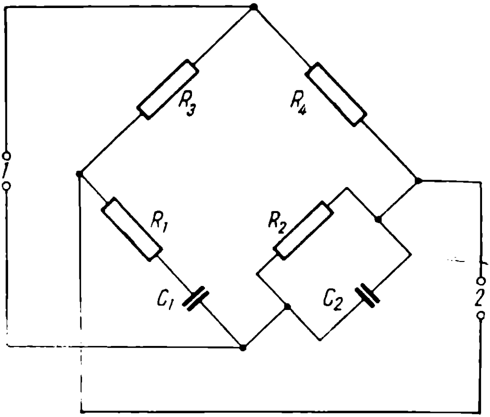


Fig. 8.15. Punte Wien.

De obicei, se ia $C_1=C_2$, $R_1=R_2$ şi $R_3=R_4$. În aceste condiţii, frecvenţa de oscilaţie devine

$$f=\frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

Şi în acest caz frecvenţa de oscilaţie este deci invers proporţională cu capacitatea.

Schema unui oscilator *RC* cu două tuburi, cu punte Wien, este prezentată în fig. 8.16. El conţine un amplificator obişnuit, cu cuplaj prin rezistenţă şi capacitate, cu două etaje.

Între ieşirea şi intrarea acestui amplificator este conectată puntea Wien; două din braţele acestei punţi sînt formate din rezistoarele $R_1 R_2$ şi din condensatoarele $C_1 C_2$, iar celelalte două braţe sînt formate din rezistorul R_3 şi din lampa cu incandescenţă (becul) *L*. Se observă că cele patru borne ale punţii sînt conectate în modul următor: una la masă, una la anodul tubului T_2 (deci la ieşirea amplificatorului), una la grilă şi una la catodul tubului T_1 (ultimele două borne sînt deci legate la intrarea amplificatorului).

Rolul lămpii L este de a stabiliza amplitudinea oscilaţiilor. În adevăr, dacă amplitudinea tinde să scadă, rezistenţa lămpii scade, ceea ce micşorează reacţia negativă produsă de

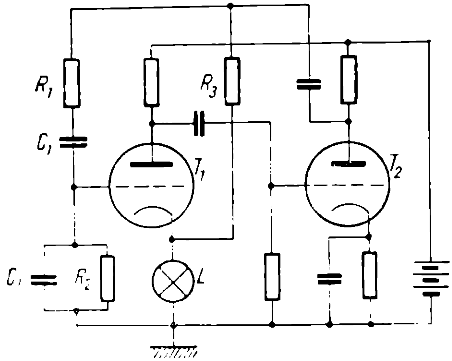


Fig. 8.16. Oscilator RC cu punte Wien.

lampă şi amplitudinea va creşte; dacă dimpotrivă amplitudinea tinde să crească, rezistenţa lămpii va creşte şi ea, reacţia negativă produsă de lampă creşte, ceea ce compensează efectul iniţial. Menţionăm că în oscilatoarele RC nu se poate folosi metoda de limitare obişnuită de la oscilatoarele LC, prin curenţi de grilă şi prin tăierea curentului anodic deoarece aici lipseşte circuitul oscilant care să filtreze numai componenta fundamentală a oscilaţiilor; din acestă cauză s-ar obţine oscilaţii puternice nesinusoidale dacă tuburile nu ar lucra în clasă A.

9. MODULATOARE, DEMODULATOARE, SCHIMBATOARE DE FRECVENȚĂ

9.1. INTRODUCERE

Circuitele electronice analizate pînă aici au fost circuite de tip „cuadripol", cu două borne de intrare și două borne de ieșire. Ele sînt caracterizate printr-o mărime de intrare, care suferă anumite transformări și este transmisă la ieșire sub o formă modificată. Astfel, redresorul primește o tensiune alternativă la intrare și furnizează o tensiune continuă la ieșire. Amplificatorul produce la ieșirea sa un semnal de aceeași formă ca și cel aplicat la intrare, dar mai intens.

Numeroase circuite electronice sînt caracterizate prin existența mai multor intrări, la care se aplică mai multe semnale. Circuitul electronic „prelucrează" aceste semnale, combinîndu-le într-un anumit fel; semnalul de ieșire reprezintă deci o „combinație" a semnalelor de intrare. De exemplu, unul din semnale poate fi folosit pentru modificarea formei de variație în timp a celuilalt semnal, rezultînd la ieșire un semnal complex, cu amplitudinea sau cu frecvența variabilă; un asemenea proces se numește ***modulație*** și semnalul rezultat se numește ***semnal modulat***. Procesul invers modulației, prin care se separă din nou semnalele componente, se numește *demodulație* sau *detecție*. Un caz particular de modulație, în care se folosesc și circuitele selective pentru separarea unuia din semnalele sinusoidale rezultate, conduce la producerea de semnale de altă frecvență

decît cele aplicate la intrare; în acest caz avem de a face cu o *schimbare de frecvență* sau *conversiune de frecvență*.

Circuitele electronice de acest gen sînt, în mod evident mai complicate decît cele analizate în capitolele precedente. Ne vom ocupa de ele pe scurt, insistînd numai asupra principiului de funcționare și prezentînd doar schemele cele mai simple.

9.2. MODULATOARE

Se numesc modulatoare circuitele electronice care realizează modulația în sensul arătat mai sus. În general, modulatoarele sînt circuite electronice în care un parametru electric — de exemplu, rezistența unui dispozitiv electronic — este variat de către semnalul care produce modulația.

9.2.1. TIPURI DE MODULAȚIE

Modulația reprezintă modificarea unui parametru al unei mărimi electrice, în conformitate cu un semnal care trebuie transmis. Semnalul supus modulației se numește *semnal purtător* (sau, simplu, purtător). Semnalul în conformitate cu care se efectuează modulația se numește *semnal modulator*.

De regulă, semnalul purtător este un semnal sinusoidal, de o anumită frecvență. În lipsa modulației, amplitudinea și frecvența acestui semnal sînt constante. Semnalul purtător poate fi constituit și dintr-o succesiune de impulsuri.

Semnalul modulator poate avea orice variație în timp. El corespunde „mesajului" care trebuie transmis. De exemplu, în cazul radiotelegrafiei semnalul modulator este format din succesiunea de puncte și linii ale codului Morse. În cazul radiodifuziunii, semnalul modulator corespunde oscilațiilor sonore care constituie programul muzical sau vorbit de transmis („transpus" în oscilații electrice prin intermediul microfonului).

În cazul purtătoarei sinusoidale, se deosebesc modulația de amplitudine, modulația de frecvență și modulația de fază.

Modulația de amplitudine constă în modificarea amplitudinii semnalului purtător, în așa fel încît amplitudinea

semnalului modulat să varieze conform semnalului modulator. Frecvenţa semnalului modulat în amplitudine este constantă.

Modulaţia de frecvenţă constă în modificarea frecvenţei semnalului purtător, în aşa fel încît frecvenţa semnalului modulat să varieze conform semnalului modulator. Amplitudinea semnalului modulat în frecvenţă este constantă.

Modulaţia de fază constă în modificarea fazei semnalului purtător, în aşa fel încît faza semnalului purtător să varieze conform semnalului modulator. Modulaţia de fază este, într-un fel, tot o modulaţie de frecvenţă, întrucît o variaţie a fazei înseamnă în acelaşi timp şi o variaţie corespunzătoare a frecvenţei (şi invers, orice variaţie a frecvenţei implică o variaţie a fazei).

În fig. 9.1 sînt ilustrate modulaţia de amplitudine şi modulaţia de frecvenţă, prin reprezentarea grafică a semnalului purtător, a semnalului modulator şi a celor două semnale modulate, unul în amplitudine şi unul în frecvenţă. În această figură s-a presupus că semnalul modulator este tot sinusoidal. Practic, el poate avea o formă oarecare de variaţie în timp. Important este însă faptul că frecvenţa maximă a semnalului modulator trebuie să fie totdeauna mult mai mică decît frecvenţa semnalului purtător; este evident că în caz contrar variaţia semnalului purtător ar fi prea rapidă şi „înfăşurătoarea" semnalului modulat nu ar putea reda fidel această variaţie. Deci, dacă notăm cu f frecvenţa purtătoare şi cu f_M frecvenţa de modulaţie, este necesar ca

$$f_M \ll f.$$

Această relaţie trebuie să fie îndeplinită şi pentru frecvenţa cea mai înaltă a componentelor sinusoidale (armonici) care constituie semnalul modulator.

Deşi semnalul modulat — în amplitudine sau în frecvenţă — are o formă de variaţie în timp în aparenţă sinusoidală, el nu mai este de fapt un semnal sinusoidal. Ca orice semnal nesinusoidal, el se poate deci descompune în componente sinusoidale. Care sînt componentele sinusoidale ale unui semnal modulat? Răspunsul la această întrebare prezintă o importanţă practică deosebită, deoarece semnalele modulate sînt amplificate de obicei cu ajutorul amplifica-

toarelor selective, care trebuie astfel realizate încît să amplifice uniform toate componentele siunsoidale ale semnalului.

În cazul unui semnal modulat în amplitudine cu frecvenţa purtătoare f şi frecvenţa modulatoare f_M, se poate arăta că

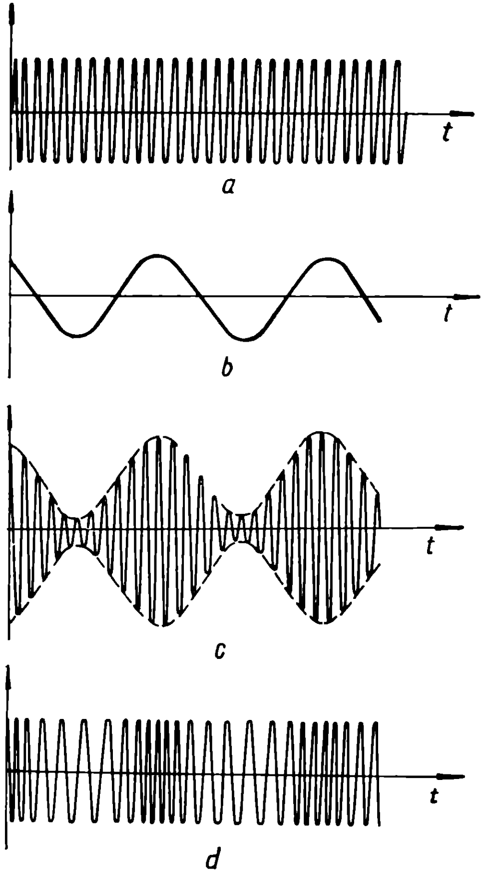


Fig. 9.1. Tipuri de modulaţie:
a — semnalul purtător; *b* — semnalul modulator; *c* — semnalul modulat în amplitudine; *d* — semnalul modulat în frecvenţă.

semnalul modulat (deci nesinusoidal) se descompune în trei semnale sinusoidale, ale căror frecvenţe sînt $f - f_M$, şi

$f+f_M$. Se observă că, pe lîngă semnalul de frecvență f, au apărut două alte semnale avînd frecvențele diferite de f și anume unul de frecvență mai mare $f+f_M$ și altul de frecvență mai mică $f-f_M$. Aceste două semnale se numesc *componente laterale*. Ele au frecvențe cu atît mai mult diferite de frecvența purtătoare cu cît frecvența semnalului modulator este mai mare.

În fig. 9.2, *a*, *b*, *c*, *d* este ilustrată descompunerea semnalului modulat în amplitudine în purtătoare și componente laterale. Prima diagramă reprezintă componenta laterală de frecvență mai mare $f+f_M$, a doua diagramă reprezintă purtătoarea de frecvență f, iar a treia diagramă reprezintă componența laterală de frecvență mai mică $f-f_M$. Se poate verifica că prin însumarea celor trei componente se obține semnalul modulat în amplitudine (însumarea se face punct cu punct, adunînd ordonatele corespunzătoare diferitelor momente).

În fig. 9.2, *e* este reprezentat „spectrul" semnalului modulat în amplitudine, cu componentele laterale care au totdeauna amplitudini mai mici decît purtătoarea.

Banda de frecvențe totală „ocupată" de semnalul modulat în amplitudine este egală cu 2 f, ceea ce rezultă și din fig. 9.2, *e*. Un amplificator de semnale modulate trebuie deci să transmită o bandă de frecvențe de lărgime egală cu dublul frecvenței maxime de modulație. Pentru transmiterea satisfăcătoare a muzicii este necesar să fie redate frecvențe pînă la cel puțin 4,5 kHz; prin urmare, banda de frecvențe a semnalului modulat în amplitudine în acest caz este de 9 kHz.

În cazul semnalelor modulate în frecvență situația este mai complicată, deoarece există mai multe componente laterale chiar dacă semnalul modulator este sinusoidal. În general, banda de frecvențe ocupată de un semnal modulat în frecvență este mult mai largă decît aceea corespunzătoare semnalului modulat în amplitudine.

9.2.2. CIRCUITE DE MODULAȚIE

Pentru realizarea modulației de amplitudine se folosesc etaje de amplificare speciale, în care una din tensiunile de alimentare — de obicei tensiunea anodică sau tensiunea de grilă — este variată în conformitate cu semnalul modulator.

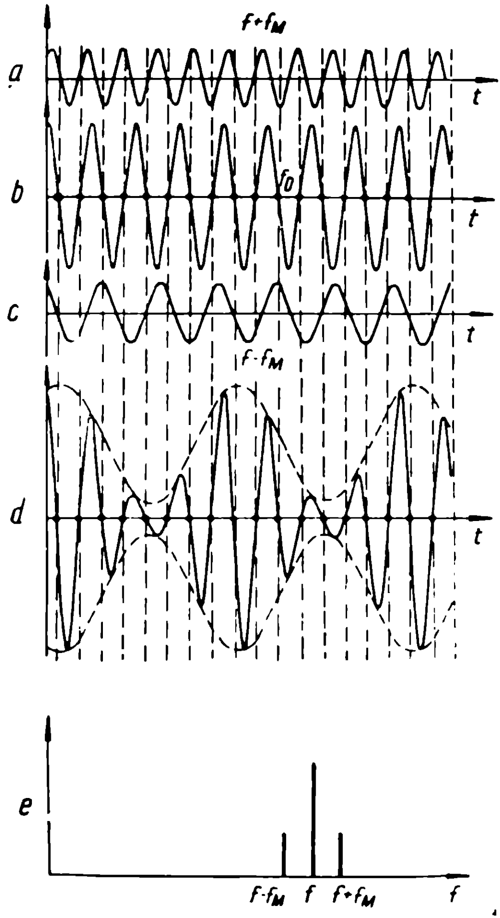


Fig. 9.2. Descompunerea semnalului modulat în amplitudine în purtătoare și componente laterale:

a — componenta laterală superioară; *b* — purtătoarea; *c* — componenta laterală inferioară; *d* — semnalul modulat în amplitudine; *e* — spectrul semnalului modulat în amplitudine.

În fig. 9.3 sînt arătate cîteva scheme de modulatoare. Schema din fig. 9.3, *a* reprezintă un circuit de modulație pe anod. Semnalul purtător este amplificat de un amplificator în clasă C, realizat cu trioda T, iar semnalul modulator

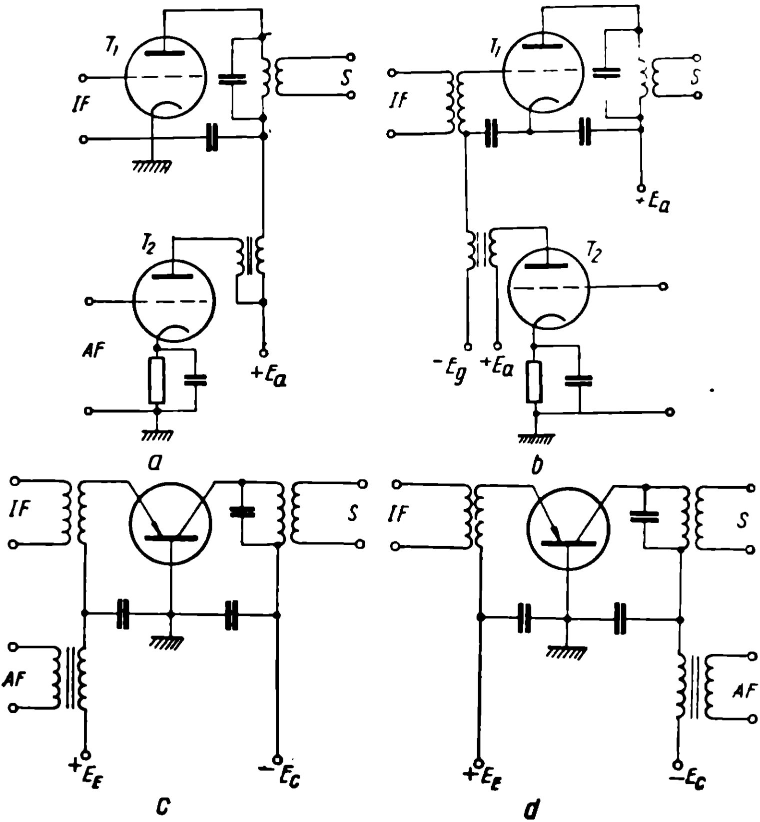


Fig. 9.3. Circuite de modulare:

a, b — modulatoare cu tuburi electronice; *c, d* — modulatoare cu tranzistoare; *a* — modulație pe anod; *b* — modulație pe grilă; *c* — modulație pe emitor; *d* — modulație pe colector.

este amplificat de un amplificator de audiofrecvență (de putere) realizat cu trioda T_2. Tensiunea modulatoare amplificată este aplicată în serie cu tensiunea de alimentare

anodică E_a, pe anodul tubului T_1. În acest fel, tensiunea anodică a acestui tub variază între o limită maximă şi una minimă, în ritmul semnalului modulator. În mod corespunzător va varia şi amplificarea tubului T_1, deoarece în regim de clasă C amplificarea este aproape proporţională cu tensiunea anodică. Ca rezultat, semnalul purtător, de amplitudine constantă pe grila tubului T_1, va avea o amplitudine variabilă la ieşire, fiind amplificat mai mult sau mai puţin, în funcţie de tensiunea anodică a lui T, şi deci, în ultimă instanţă, în funcţie de semnalul modulator.

Modulaţia pe anod asigură distorsiuni foarte mici, dar necesită un etaj modulator de putere relativ mare.

Schema din fig. 9.3, *b* reprezintă un circuit de modulaţie pe grilă. Deosebirea faţă de montajul precedent constă în aceea că tensiunea modulatoare amplificată de tubul T_2 este aplicată de data aceasta pe grila tubului T, modificînd tensiunea de grilă a acestuia. Amplificarea lui T va varia în funcţie de valoarea instantanee a tensiunii de grilă producîndu-se astfel modularea în amplitudine a semnalului amplificat de tubul T_1.

Avantajul modulaţiei pe grilă este că puterea pe care trebuie să o producă tubul T_2 este mai mică. În schimb, modulaţia se face cu distorsiuni mai mari.

În schemele din fig. 7.3, *c* şi 9.3, *d* sînt reprezentate două modulatoare folosind tranzistoare. În primul circuit tensiunea modulatoare este aplicată pe emitor, variind tensiunea de emitor a tranzistorului şi modificînd astfel amplificarea acestuia în conformitate cu semnalul modulator. În al doilea circuit tensiunea modulatoare este aplicată pe colector.

Modulaţia de frecvenţă se obţine într-un mod cu totul diferit şi anume conectînd în circuitul oscilant al unui oscilator o reactanţă care este variată (comandată) de către semnalul modulator. În acest fel, frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant şi deci şi frecvenţa de oscilaţie a oscilatorului vor varia în conformitate cu semnalul modulator.

Reactanţa variabilă se realizează cu ajutorul unui dispozitiv electronic. O schemă răspîndită este aceea a *tubului de reactanţă*, reprezentată în fig. 9.4. Acesta se comportă, între bornele sale (mai exact între anod şi catod), ca o reactanţă. În adevăr, curentul din trioda din fig. 9.4, *a* este

determinat de tensiunea de grilă, care la rîndul ei depinde de tensiunea anodică şi de elementele R_1 şi C_2 ale schemei. Dacă valoarea capacităţii C_2 este suficient de mică, tensiunea de grilă este defazată cu 90° înaintea tensiunii anodice;

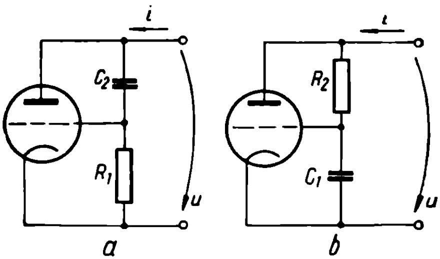


Fig. 9.4. Tuburi de reactanţă:
a — tub de reactanţă capacitiv; *b* — tub de reactanţă inductiv.

curentul anodic, proporţional cu tensiunea de grilă, va fi şi el defazat cu 90° înaintea tensiunii anodice. Deci, întregul ansamblu se comportă ca o capacitate. Valoarea acestei capacităţi depinde de panta tubului, deoarece aceasta determină amplitudinea curentului anodic. Folosind tuburi cu pantă variabilă, valoarea pantei poate fi modificată prin varierea tensiunii de grilă; în acelaşi timp va varia şi capacitatea echivalentă a sistemului. Rezultă că aplicînd pe grila tubului tensiunea modulatoare, capacitatea la bornele lui va varia în conformitate cu această tensiune.

În mod asemănător funcţionează tubul de reactanţă din fig. 9.4, *b*, cu deosebirea că el produce un curent anodic defazat cu 90° în urma tensiunii. Deci el se comportă ca o inductanţă variabilă.

9.3. CIRCUITE DE DETECŢIE

Operaţia de demodulare sau de detecţie are ca scop „recuperarea“ (sau „refacerea“) semnalului modulator prin separarea lui din semnalul modulat. Trebuie precizat că o asemenea separare nu se poate face pur şi simplu prin selecţie (sau filtrare), cu ajutorul unor circuite selective, deoarece

semnalul modulator nu este o componentă a semnalului modulat (am văzut că semnalul modulat are doar componenta purtătoare şi componentele laterale, singurele care ar putea fi separate cu circuite selective). Demodularea necesită un element neliniar, o diodă sau o triodă (tranzistor); demodularea, ca şi modularea, este un *proces neliniar* (modularea şi demodularea nu sînt simple suprapuneri de semnale, care ar fi realizabile şi numai cu elemente liniare, ci „combinări" ale semnalelor care dau naştere de fapt la un semnal nou, separabil numai prin elemente tot neliniare).

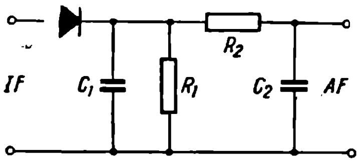


Fig. 9.5. Detector cu diodă:
IF — borne pentru aplicarea semnalului de înaltă frecvenţă, modulat în aplitudine; *AF* — borne la care se obţine semnalul demodulat, de audiofrecvenţă.

Cel mai simplu detector (demodulator) pentru semnale modulate în amplitudine se realizează cu ajutorul unei diode cu vid sau semiconductoare, ca în schema din fig. 9.5. Dioda funcţionează ca un redresor, avînd ca sarcină rezistorul R_1 în paralel cu condensatorul C_1 (această schemă aminteşte de schema redresorului analizată la (§ 6.3.1). Grupul R_2, C_2 constituie un filtru.

Prin redresarea tensiunii modulate aplicate la intrare, tensiunea la bornele grupului R_1, C_1 este apropiată de valoarea de vîrf a tensiunii modulate. În adevăr, ca şi la redresorul cu sarcină capacitivă, condensatorul C_1 se încarcă repede prin diodă la vîrfurile pozitive ale tensiunii de intrare, deoarece rezistenţa internă a diodei este mică în aceste momente. În continuare, dioda este blocată şi descărcarea condensatorului se produce lent, prin rezistenţa relativ mare R_1. Acest proces este ilustrat în fig. 9.6. Se observă că tensiunea de ieşire urmăreşte aproximativ înfăşurătoarea (anvelopa) semnalului modulat de la intrare, reproducînd cu aproximaţie semnalul modulator. Trecînd prin filtrul R_2, C_2 această tensiune este „netezită" şi mai mult, obţinîndu-se un semnal de ieşire foarte apropiat de cel original.

Demodularea semnalelor modulate în frecvenţă se face cu circuite mai complicate. De obicei, are loc mai întîi o

transformare a modulației de frecvență într-o modulație de amplitudine urmată de o detecție, așa cum s-a arătat mai sus.

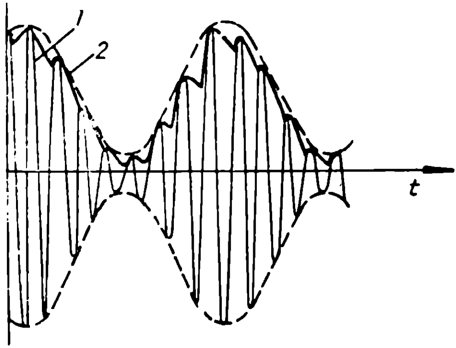


Fig. 9.6. Variația tensiunilor în detectorul cu diodă:
1 — semnalul modulat în amplitudine; *2* — semnalul demodulat.

9.4. CIRCUITE DE SCHIMBARE A FRECVENȚEI

Prin *schimbare de frecvență* (sau conversiune de frecvență) se înțelege obținerea unui semnal de o anumită frecvență pornind de la un semnal de altă frecvență. De obicei, semnalul de intrare este modulat — în amplitudine sau în frecvență — și în acest caz se cere ca schimbarea de frecvență să lase nemodificată modulația; se schimbă numai frecvența purtătoare.

Dacă se aplică unui circuit neliniar — de exemplu, unui circuit care conține și o diodă — simultan două semnale de frecvențe diferite, f_1 și f_2, la ieșirea acestui circuit se va obține un semnal complex, cu o mulțime de componente sinusoidale. Frecvențele acestor componente sînt combinații ale frecvențelor inițiale f_1 și f_2, de forma f_1+f_2, f_1-f_2, f_1+ $+2f_2$, f_1-2f_2, $2f_1+f_2$, $2f_1+3f_2$ etc. Cele mai importante componente sînt cele care au frecvențele f_1+f_2 și f_1-f_2 (presupunînd că f_1 este mai mare decît f_2). Una din aceste componente poate fi separată folosind un circuit oscilant, a cărui frecvență de rezonanță trebuie să fie egală cu frecvența dorită, de exemplu cu f_1-f_2.

În fig. 9.7 este reprezentat un circuit schimbător de frecvenţă cu diodă. Semnalul a cărui frecvenţă trebuie schimbată este de obicei un semnal slab (de exemplu, semnalul recepţionat la intrarea unui receptor); pentru o func-

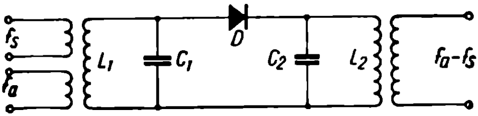


Fig. 9.7. Schimbător de frecvenţă cu diodă.

ţionare avantajoasă, circuitul de intrare L_1, C_1 este acordat pe frecvenţa f_s a acestui semnal. Al doilea semnal, care are rol auxiliar, de frecvenţă f_a, are o amplitudine mare, deoarece el este generat de un oscilator propriu.

Circuitul acordat de ieşire L_2, C_2 este acordat pe frecvenţa f_a-f_s. Toate celelalte componente ale curentului din circuitul diodei vor da la bornele acestui circuit oscilant tensiuni neglijabile. Deci tensiunea de ieşire va fi practic sinusoidală şi de frecvenţă f_a-f_s.

În fig. 9.8 sînt reprezentate diagramele de variaţie a tensiunilor şi curenţilor din circuit. Întrucît tensiunile aplicate circuitului L_1, C_1 au frecvenţe diferite, suma lor va fi o tensiune de amplitudine variabilă; în adevăr, în unele momente cele două tensiuni sînt în fază şi se adună, iar în alte momente ele sînt în antifază şi se scad. Ca urmare, se produce aşa-numitul fenomen de „bătăi", semnalul rezultat avînd amplitudinea variabilă periodic, cu frecvenţa egală cu diferenţa frecvenţelor semnalelor componente.

Dioda are un efect de redresare, astfel încît curentul din circuit va avea numai alternanţele pozitive ale tensiunii de „bătăi". Circuitul L_2, C_2 „extrage" de aici componenta de frecvenţă f_a-f_s, care în acest caz este componenta de frecvenţă cea mai joasă.

Prin urmare, schimbarea de frecvenţă poate fi privită ca un proces de detecţie a „bătăilor" dintre două oscilaţii avînd frecvenţe diferite.

Pentru simplificare, în diagramele din fig. 9.8 am considerat semnalele nemodulate. De obicei, semnalul de frecvenţă f_s este modulat. Se poate constata uşor că în acest

caz şi semnalul de ieşire va purta aceeaşi modulaţie; în adevăr, orice variaţie a amplitudinii (în cazul modulaţiei de amplitudine) sau a frecvenţei (în cazul modulaţiei de frecvenţă) semnalului de intrare are ca efect o modulare

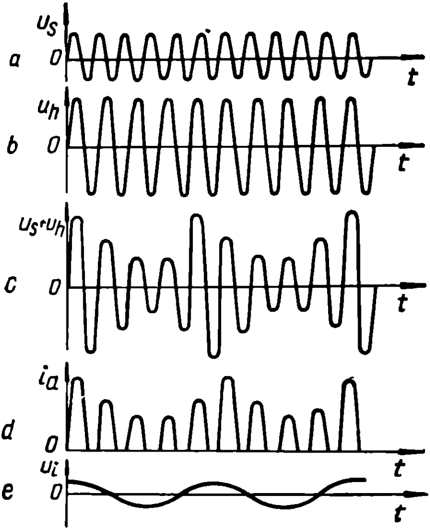


Fig. 9.8. Variaţia tensiunilor şi a curenţilor în schimbătorul de frecvenţă cu diodă:

a — semnalul a cărui frecvenţă se schimbă; *b* — semnalul auxiliar; *c* — tensiunea rezultantă; *d* — curentul prin diodă; *e* — tensiunea de ieşire.

corespunzătoare a tuturor semnalelor din circuit: a curentului de „bătăi", a curentului redresat de diodă şi a tensiunii la bornele circuitului oscilant de ieşire.

Schimbarea de frecvenţă se efectuează în multe cazuri cu ajutorul tuburilor cu mai mulţi electrozi, de exemplu cu ajutorul unei hexode. În fig. 9.9 este arătată o schemă de schimbător de frecvenţă cu hexodă. Principiul de funcţionare a acestui circuit seamănă cu acel al circuitului analizat anterior. Rolul de element neliniar al diodei este preluat aici de hexodă, care produce o „redresare" parţială a bătăilor. Avantajul circuitului constă în faptul că cele două semnale

de intrare sînt aplicate pe grile diferite ale tubului, ceea ce elimină aproape complet influenţa reciprocă a circuitelor din care provin aceste semnale. În plus, semnalul de ieşire

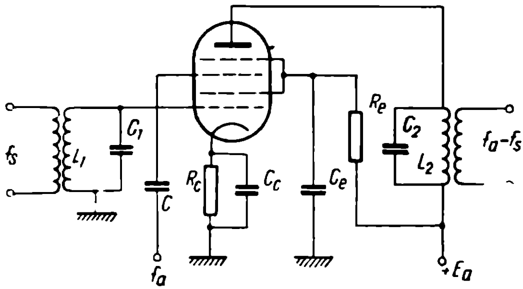


Fig. 9.9. Schimbător de frecvenţă cu hexodă.

este mai intens decît în schimbătorul cu diodă, fiind amplificat de hexodă.

Uneori acelaşi tub serveşte şi pentru generarea tensiunii auxiliare şi pentru schimbarea de frecvenţă propriu-zisă. De obicei, primii trei electrozi ai tubului au funcţiunea de triodă montată ca oscilatoare LC; „anodul" acestei triode joacă în acelaşi timp rol de grilă în „hexoda" formată din restul electrozilor. Pe cealaltă grilă se aplică semnalul de convertit.

10. CIRCUITE DE COMUTAŢIE

10.1. INTRODUCERE

Prin *circuite de comutaţie* înţelegem circuite care se închid sau se deschid la o comandă determinată. Comanda poate fi de diferite naturi. Cel mai simplu caz este acela al unei comenzi mecanice, ca de exemplu la un simplu întreruptor sau buton de sonerie acţionat prin apăsare sau rotire. În circuitele electronice de comutaţie interesează însă numai *comenzile electrice* sub formă de semnale corespunzătoare (curenţi sau tensiuni). Comanda poate fi însă şi de altă natură de exemplu un semnal luminos sau sonor.

Ne vom ocupa deci de circuite care pot fi stabilite sau întrerupte prin aplicarea de semnale electrice corespunzătoare. Acestor circuite li se impun mai multe cerinţe, de importanţă mai mare sau mai mică, după situaţia în care sînt folosite.

Se pot deosebi: *circuitul de comandă*, în care se aplică semnalul de comandă şi *circuitul comandat*, în care se aplică comutaţia propriu-zisă*.

În primul rînd se cere ca comutaţia să se efectueze cu un consum de energie cît mai mic în circuitul de comandă. Aceasta înseamnă că vom putea întrerupe curenţi intenşi la tensiuni mari cu semnale de comandă de curent mic şi de tensiune redusă. Cu cît raportul dintre puterea în circuitul

* Prin comutaţie se înţelege, în general, atît închiderea (stabilirea) cît şi deschiderea (întreruperea) unui circuit.

comandat (comutat) şi puterea în circuitul de comandă este mai mare, cu atît calitatea comutaţiei — din acest punct de vedere este mai ridicată

În al doilea rînd se cere ca comutaţia să se facă suficient de rapid, adică cu o întîrziere mică faţă de momentul în care s-a dat comanda de acţionare. Această calitate caracterizează inerţia (sau lipsa de inerţie) a dispozitivului de comutaţie.

Mai există şi alte cerinţe care se impun comutaţiei. Astfel, de obicei, nivelul semnalului de comandă la care se produce acţionarea într-un sens (de exemplu, închiderea) nu coincide exact cu nivelul la care se produce acţionarea în celălalt sens (deschiderea). Crescînd semnalul de comandă, la un anumit moment se produce închiderea; prin scăderea semnalului de comandă, deschiderea ar trebui să se producă la acelaşi nivel al semnalului de comandă, dar ea are loc numai la o scădere a acestuia sub nivelul anterior de acţionare. Este vorba de un fenomen de histerezis care aminteşte de efectul întîlnit la materialele feromagnetice (se mai spune că dispozitivul are „memorie", în sensul că starea lui actuală depinde de stările anterioare avute).

De asemenea, o caracteristică importantă a dispozitivului de comutaţie este rezistenţa lui în stare închisă, respectiv în stare deschisă. Ideal, ar trebui ca aceste rezistenţe să aibă valorile zero, respectiv infinit. Cu alte cuvinte, la închidere ar trebui asigurat un scurtcircuit perfect, iar la deschidere o întrerupere totală (izolare completă). Dispozitivele practice de comutare nu asigură nici una din aceste condiţii ideale. Ele pot fi caracterizate prin raportul dintre rezistenţa la întrerupere şi rezistenţa la închidere; acest raport trebuie să fie cît mai mare.

10.2. COMUTARE ELECTROMECANICĂ ŞI COMUTARE ELECTRONICĂ

Dispozitivele de comutaţie cele mai răspîndite şi mai cunoscute sînt *releele* electromagnetice. Ele sînt folosite în cele mai variate tipuri de instalaţii de automatizare, de telecomunicaţii etc. În general, dispozitivele de comutaţie electromecanice utilizează un semnal de comandă electric

şi un sistem mecanic de realizare a închiderii, respectiv întreruperii circuitului.

În fig. 10.1 este desenat schematic un releu electromecanic simplu.* Funcţionarea lui se bazează pe atragerea piesei de fier *1* de către miezul *2* al electromagnetului, prin a cărui înfăşurare *3* trece curentul de comandă. Deplasarea piesei de fier are ca rezultat închiderea contactelor *4*. În absenţa curentului de comandă, contactele sînt desfăcute datorită resortului *5*, care readuce sistemul în poziţia iniţială. Pentru ca sub influenţa magnetizării remanente a miezului piesa *1* să nu rămînă lipită de miez după încetarea curentului de comandă, de ea este fixat un mic distanţier *6* gros de aproximativ 0,1 mm, din metal nemagnetic (cupru, alamă etc.).

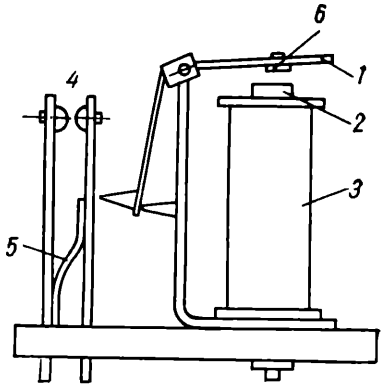


Fig. 10.1. Releu electromecanic.

Atunci cînd curentul de comandă depăşeşte o anumită intensitate de „prag" (care depinde de parametrii electromagnetului, de elasticitatea resortului de reţinere etc.) contactele releului se închid. Dimpotrivă, dacă valoarea curentului de comandă scade sub o anumită limită, contactele se deschid, deoarece forţa de atracţie a electromagnetului devine mai mică decît forţa cu care acţionează resortul. Se vede deci clar modul în care releul este comandat de curentul care i se aplică.

În fig. 10.2 este reprezentat un tranzistor căruia i se poate aplica un curent de comandă în circuitul emitor-bază (în care este intercalat şi un rezistor, pentru limitarea curentului). În lipsa curentului de comandă circuitul emitor-colector al tranzistorului (circuit comandat) are o rezistenţă mare, deoarece prin el nu trece decît curentul rezidual al

* Numit de obicei „releu electromagnetic".

tranzistorului (punctul *A* de pe caracteristicile din fig. 10.3). Dacă se aplică un curent de comandă suficient de intens, tranzistorul este adus la saturaţie (punctul *B* de pe caracteristici) şi rezistenţa lui între emitor şi colector devine foarte

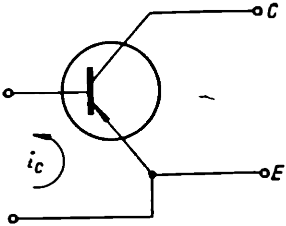


Fig. 10.2. Tranzistor folosit ca releu:
i_c — curent de comandă.

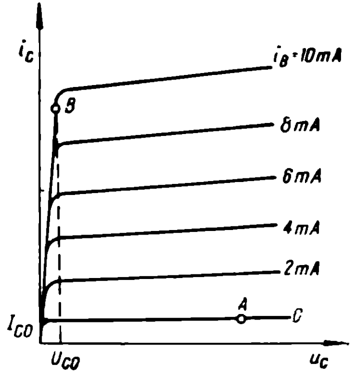


Fig. 10.3. Punctele de funcţionare ale tranzistorului folosit ca releu.

mică, întrucît tensiunea emitor-colector este doar de cîteva zecimi de volt, iar curentul de colector poate ajunge la valori importante. Bineînţeles, curentul de comandă trebuie să aibă un sens corect (de la emitor spre bază în cazul unui tranzistor *pnp*), pentru a produce conducţia tranzistorului, deoarece în caz contrar se obţine efect contrar, adică blocarea tranzistorului.

Se vede acum limpede analogia între tranzistorul în regim de comutaţie şi releul electromecanic. Tranzistorul execută comutaţia fără piese mobile; el realizează aşa-numita comutaţie statică, al cărei avantaj esenţial este inerţia cu mult mai mică decît cea a comutaţiei electromecanice. Timpul de comutaţie al unui releu este cuprins de regulă între o miime de secundă şi o zecime de secundă (în funcţie de caracteristicile sale constructive), pe cînd un tranzistor poate efectua comutarea într-un timp mai scurt, care poate fi de ordinul milionimilor de secundă sau chiar mai scurt. În plus, dispozitivele de comutaţie statică, neavînd piese

mobile, practic nu se uzează, deci au o durată de funcţionare practic nelimitată. „Histerezisul" acestor dispozitive este şi el foarte redus. În schimb, dispozitivele electronice de comutaţie au un raport mai defavorabil între rezistenţa de blocare şi cea de conducţie.

În practică se utilizează circuite de comutare cu tranzistoare şi diode semiconductoare mai complexe decît simplul tranzistor examinat mai sus. Prin combinarea adecvată a acestor elemente, se pot obţine blocuri de comutaţie statică cu diferite funcţiuni. Viteza mare de comutare a lor permite să fie folosite în calculatoare electronice rapide, în sisteme de prelucrare a datelor — unde trebuie făcute foarte multe operaţii în intervale scurte de timp — în centralele telefonice electronice etc. Toate aceste circuite de comutaţie au la bază principii asemănătoare cu cel analizat la acţiunea de comutare a unui singur tranzistor. Comanda se efectuează în general cu semnale slabe, ceea ce este posibil datorită proprietăţii de amplificare pe care o au tranzistoarele. În cele două stări ale sistemului, de conducţie şi de blocare, tranzistorul sau dioda sînt polarizate direct (tranzistorul este adus de obicei la saturaţie) respectiv invers, fapt prin care se obţine rezistenţa mică sau mare a circuitului.

10.3. CIRCUITE LOGICE

O clasă largă de circuite de comutaţie se numesc circuite logice, deoarece ele servesc la realizarea de blocuri de calcul, sisteme de prelucrare a datelor etc. Ele se caracterizează tot prin stări de conducţie sau de blocare a dispozitivelor utilizate, dar în general au mai multe combinaţii posibile de stări.

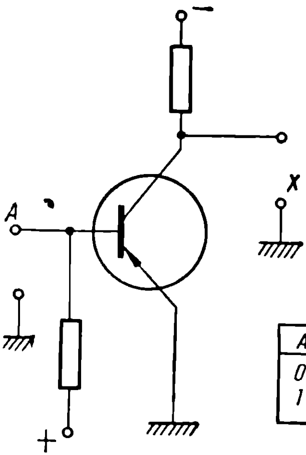
În cele ce urmează vor fi descrise cîteva scheme logice utilizate mai des în aplicaţii, cu cîte un exemplu tipic de realizare a lor. Vor fi luate în considerare diode semiconductoare şi tranzistoare *pnp*; ele pot fi însă realizate şi cu ajutorul altor dispozitive electronice.

10.3.1. CIRCUIT DE NEGAŢIE (CIRCUIT NU)

Operaţia logică de negaţie înseamnă generalizarea unui semnal contrar celui aplicat la intrare. În general, se lucrează cu două stări posibile, de exemplu starea de conducţie sau

starea de blocare a unui dispozitiv (prezenţa sau absenţa curentului), stări care corespund unor propoziţii contrare în logica aşa-zisă „bivalentă": adevărat-fals sau tot-nimic.

În fig. 10.4 este reprezentat un circuit NU realizat cu ajutorul unui tranzistor *pnp*. Dacă la intrarea acestui circuit nu se aplică nici un semnal, tranzistorul nu conduce, deoarece baza lui este polarizată cu ajutorul potenţialului pozitiv al sursei auxiliare. La ieşire avem practic întreaga tensiune negativă a sursei de alimentare, transmisă prin rezistorul din colector. Dacă aplicăm la intrare un semnal negativ, tranzistorul va conduce; la un semnal suficient de puternic, rezistenţa emitor-colector a tranzistorului va fi atît de mică, încît la bornele lui tensiunea va fi neglijabilă, aproape toată tensiunea sursei de alimentare aflîndu-se la bornele rezistorului din colector. Potenţialul bornei de ieşire va fi practic egal cu cel al masei, aşa încît semnalul la ieşire poate fi considerat zero.



A	*X*
0	*1*
1	*0*

Fig. 10.4. Circuit logic NU; *A* – intrare; *X* – ieşire.

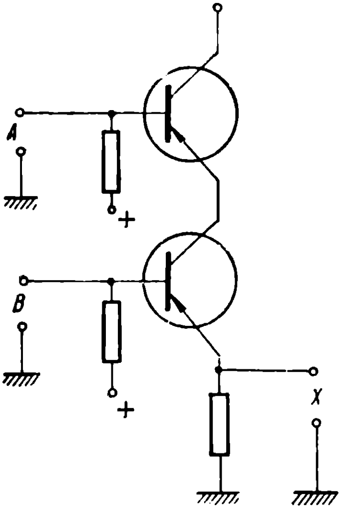
În concluzie, la ieşire avem semnal dacă la intrare semnalul lipseşte şi, invers, semnalul de ieşire lipseşte dacă la intrare avem semnal. Se realizează deci negaţia.

Dacă atribuim intrării simbolul *A* şi ieşirii simbolul *X*, putem alcătui tabelul cu stări ale circuitului, aşa cum se vede în fig. 10.4. Prin cifra *1* am însemnat prezenţa semnalului, iar prin cifra *0* absenţa semnalului. Se observă corespondenţa semnalelor de intrare şi de ieşire: atunci cînd la intrare avem semnal *0* la ieşire semnalul este *1* şi invers.

10.3.2. CIRCUIT DE CONJUNCŢIE (CIRCUIT ŞI)

Operaţia logică de conjuncţie constă în formarea unei propoziţii care este adevărată numai dacă alte două propoziţii

sînt simultan adevărate. Astfel, dacă şi numai dacă A şi B sînt adevărate, atunci şi X este adevărat. Operaţia matematică se citeşte „X egal cu A şi B". Dacă oricare din A sau B este fals şi X va fi fals.



A	B	X
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. 10.5. Circuit logic ŞI:
A, B – intrări; X – ieşire.

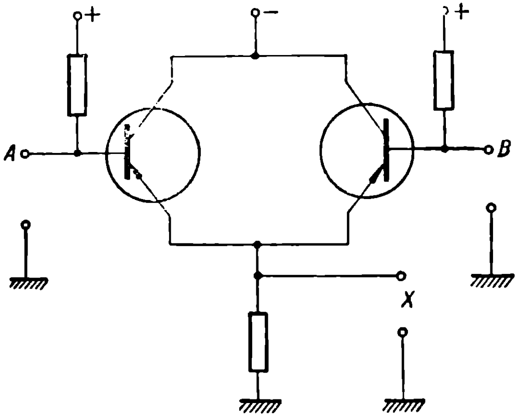
Circuitul corespunzător se numeşte în mod obişnuit circuit ŞI.

În fig. 10.5 este arătat un exemplu de realizare a circuitului ŞI cu două tranzistoare. Pentru a avea semnal la ieşire, este necesar ca ambele tranzistoare să conducă, deoarece numai în acest caz vom avea curent prin rezistorul din emitorul primului tranzistor şi deci o cădere de tensiune la bornele lui. În absenţa semnalului la intrarea celor două tranzistoare, ele sînt blocate datorită potenţialelor pozitive aplicate pe bazele lor. Pentru a le debloca, trebuie aplicate semnale negative simultan la ambele intrări. Aplicarea unui semnal negativ numai la o intrare lasă celălalt tranzistor blocat, ceea ce împiedică apariţia semnalului de ieşire.

În fig. 10.5 este dat şi tabelul de stări ale dispozitivului, care ilustrează cele arătate.

10.3.3. CIRCUIT DE DISJUNCȚIE (CIRCUIT SAU)

Operația logică de disjuncție diferă de conjuncție prin aceea că conduce la o propoziție adevărată, dacă cel puțin una din propozițiile inițiale este adevărată. Deci, este sufici-



A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Fig. 10.6. Circuit logic SAU:
A,B – intrări; *X* – ieșire.

ent ca numai *A* sau numai *B* (sau amîndouă) să fie adevărată pentru ca și *X* să fie adevărată. Operația matematică se citește „*X* este egal cu *A* sau *B*".

Circuitul corespunzător se numește circuit SAU. El trebuie să producă semnal la ieșire dacă se aplică semnal pe cel puțin una din cele două intrări.

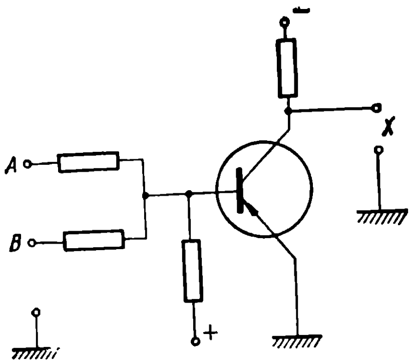
Schema din fig. 10.6 este un exemplu de realizare a circuitului SAU, folosind două tranzistoare. Pentru a avea semnal la ieșire, este suficient ca numai unul din tranzistoare să conducă, deoarece în acest fel va trece curent prin rezistorul din emitorul tranzistoarelor. În absența semnalelor de intrare ambele tranzistoare sînt blocate: ele pot fi deblocate prin aplicarea de semnale negative corespunzătoare.

Tabelul stărilor posibile ale circuitului sintetizează cele arătate în legătură cu acest circuit (fig. 10.6).

10.3.4. CIRCUITUL NICI

Circuitul NICI redă operaţia logică de disjuncţie urmată de o negaţie. Aceasta înseamnă că „*X* este adevărat numai dacă nici *A* nici *B* nu este adevărat".

Un exemplu de circuit NICI este arătat în fig. 10.7. În lipsa semnalelor la intrare tranzistorul este blocat şi la ieşire apare semnal, deoarece potenţialul negativ al sursei de alimentare este transmis prin rezistorul din colector. Este suficient să se aplice semnal pe o singură bornă de intrare (semnal negativ) pentru ca semnalul de ieşire să dispară, deoarece tranzistorul se deblochează prin negativarea bazei şi tensiunea la bornele lui devine foarte mică.



A	B	X
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. 10.7. Circuit logic NICI:
A,*B* – intrări; *X* – ieşire.

Stările posibile sînt reprezentate în tabelul din fig. 10.7.

Circuitul NICI este folosit pe scară largă, deoarece prin asocieri de asemenea circuite se pot realiza toate funcţiile logice arătate.

10.4. CIRCUITE BASCULANTE

Circuitele basculante au două stări de echilibru distincte; trecerea de la o stare la alta se face brusc, într-un interval de timp foarte mic, sub acţiunea unui impuls de comandă. De obicei, circuitele basculante conţin două dispozitive electronice, de exemplu două triode sau două tranzistoare. Într-una din stările posibile o triodă (sau un tranzistor) conduce, iar cealaltă este blocată, iar în cealaltă stare rolurile se inversează, trioda (tranzistorul) care a condus se blochează şi începe să conducă cealaltă.

Circuitul basculant poate avea mai multe ieşiri, de exemplu pe anodul sau pe catodul uneia din triode, sau pe electrozii corespunzători ai celeilalte triode (în mod similar, pe emitorii sau pe colectorii tranzistoarelor). La unele ieşiri prezenţa sau absenţa semnalului corespunde unei anumite stări de echilibru, pe cînd la alte ieşiri aceleaşi semnale corespund stării contrare de echilibru.

Stările de echilibru ale circuitelor basculante pot fi stabile sau temporare. În funcţie de numărul de stări stabile, se deosebesc:

— circuite basculante bistabile (cu două stări stabile);
— circuite basculante monostabile (cu o stare stabilă);
— circuite basculante stabile (fără nici o stare stabilă).

La circuitele basculante bistabile fiecare din stările posibile se menţin un timp nelimitat, dacă nu se aplică din exterior semnale de comandă care să producă trecerea în cealaltă stare.

La circuitele basculante monostabile numai una din stările de echilibru este stabilă în sensul de mai sus; cealaltă stare de echilibru se menţine un timp limitat, după care circuitul revine singur la starea iniţială (stabilă). Durata rămînerii circuitului în starea temporară depinde de parametrii acestuia, de obicei de constanta de timp a unui circuit rezistenţă-capacitate care cuplează cele două triode (sau tranzistoare).

Circuitele basculante astabile nu au nici o stare stabilă. Ele trec singure, fără acţiunea unor semnale de comandă, dintr-o stare în alta şi înapoi. Aceste circuite constituie de fapt nişte oscilatoare, numite şi *oscilatoare de relaxare*, care generează de obicei tensiuni de formă dreptunghiulară. Cel

mai cunoscut asemenea circuit este *multivibratorul*, denumit astfel deoarece tensiunea pe care o generează conține un mare număr de componente armonice, deci oscilează pe „multe moduri" (multe frecvențe). Durata de rămînere a acestui circuit în cele două stări este determinată de parametrii circuitului, de obicei de constantele de timp a celor două circuite rezistență-capacitate care cuplează între ele triodele (tranzistoarele) din circuit.

Circuitele basculante bistabile și cele monostabile se mai numesc „triggere". Ele se folosesc foarte frecvent în scheme de automatizare și în scheme logice, scheme de numărare etc. În unele cazuri, ele redau mai apropiat funcționarea releelor electromecanice, întrucît trecerea dintr-o stare în alta se produce brusc și nu treptat ca la circuitele de comutație analizate pînă aici. „Bascularea" dintr-o stare în alta are loc rapid chiar dacă semnalul de comandă variază lent, la atingerea unui anumit nivel al acestui semnal; fenomenul se aseamănă cu cel de la relee unde acționarea se produce la o anumită valoare a curentului prin înfășurarea electromagnetului. Deosebirea importantă față de releele electromecanice este, și în acest caz, durata foarte scurtă a „basculării", care poate fi de ordinul microsecundelor sau mai mică.

10.4.1. CIRCUIT BASCULANT BISTABIL

În fig. 10.8 este reprezentat un circuit basculant bistabil, care folosește două tranzistoare *pnp*.

Schema este complet simetrică, adică tranzistoarele au caracteristici similare, iar rezistoarele au două cîte două aceleași rezistențe: $R_1=R_2$, $R_3=R_4$, $R_5=R_6$.

Să presupunem că circuitul se află în una din stările de echilibru și anume în starea în care tranzistorul T_1 conduce și tranzistorul T_2 nu conduce. În acest caz potențialul pe baza lui T, este determinat de divizorul de tensiune format din R_2, R_4 și R_5. Rezistența R_5 se alege suficient de mare pentru ca potențialul negativ pe baza lui T_1 să asigure conducția sigură a acestuia, de obicei pînă la saturație. În acest fel, potențialul punctului *1* diferă doar puțin de potențialul emitorului (al masei), rezistoarele R_3 și R_6 sînt șuntate de tranzistorul T_1 și potențialul bazei lui T_2 este egal cu potențialul punctului *1*; tranzistorul T_2 este blocat,

deoarece tensiunea dintre baza şi emitorul lui este foarte mică. Se vede că această stare se menţine un timp nelimitat, dacă nu intervine nici o perturbare din exterior.

Dacă la intrarea *B* se aplică un semnal negativ, chiar sub forma unui impuls foarte scurt, astfel încît tranzistorul T_2 să înceapă să conducă, practic instantaneu tranzistorul T_1 se blochează şi T_2 trece în stare de conducţie completă. Acest fenomen se explică în modul următor. Chiar dacă T_2 începe să conducă foarte puţin, potenţialul pe baza lui T_1 creşte din cauza creşterii curentului şi a căderii de tensiune în R_2. Creşterea potenţialului bazei lui T_1 produce o scădere a curentului său de colector şi scăderea potenţialului punctului *1* şi, în consecinţă, a bazei lui T_2. Scăderea potenţialului bazei lui T_2 conduce la creşterea curentului său de colector , ceea ce măreşte şi mai mult potenţialul punctului *2* şi al bazei lui T_1; procesul se repetă şi continuă în acest fel, în „avalanşă", pînă cînd se ajunge la blocarea lui T_1 şi la deschiderea completă a lui T_2.

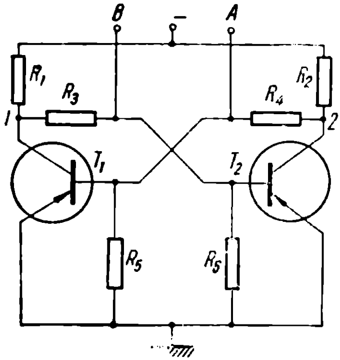


Fig. 10.8. Circuit basculant bistabil.

Întregul proces de basculare descris se produce foarte repede.

Se observă că pentru a declanşa bascularea descrisă, se poate aplica fie un impuls negativ la intrarea *B*, fie un impuls pozitiv la intrarea *A* (care va produce blocarea lui T_2). Pentru producerea basculării în sens invers este necesar să se aplice un impuls pozitiv la intrarea *B* sau un impuls negativ la intrarea *B*.

Bornele de ieşire ale circuitului sînt punctele *1* şi *2*. La aceste borne se obţin semnale negative sau nule, aşa cum am văzut şi la alte circuite de comutaţie.

Uneori, pentru accelerarea basculărilor circuitului, în paralel cu rezistoarele R_3 şi R_4 se conectează cîte un condensator. Rolul acestor condensatoare este de a transmite mai

rapid variaţiile potenţialelor punctelor *1* şi *2* la bazele tranzistoarelor (în lipsa condensatoarelor respective transmiterea variaţiilor de potenţial prin rezistoarele R_3 şi R_4 este încetinită de prezenţa capacităţilor parazite între bazele şi emitoarele tranzistoarelor).

Schemele practice de circuite basculante bistabile cu tranzistoare conţin deseori şi alte elemente. Astfel, pentru ca blocarea tranzistoarelor care nu conduc să fie completă, bornele inferioare ale rezistoarelor R_5 şi R_6 pot fi conectate nu la masă, ci la un potenţial pozitiv. Acelaşi efect se obţine dacă între emitoarele tranzistoarelor şi masă se conectează un rezistor, care va produce în acest fel o polarizare automată (tranzistorul care conduce va produce pozitivarea bazei celuilalt tranzistor, adică un fel de „pozitivare automată", similară cu negativarea automată la triode).

De asemenea, în multe cazuri procesele de recombinare care au loc în tranzistoare, în special în regim de saturaţie, lungesc durata basculării circuitului. Pentru reducerea acestui efect se pot folosi diode zise „de fixare", care împiedică ntrarea tranzistoarelor în saturaţie, care nu permit tensiunior de colector să depăşească o anumită valoare.

10.4.2. CIRCUIT BASCULANT MONOSTABIL

În fig. 10.9 este reprezentat un circuit basculant monostabil realizat cu două tranzistoare *pnp*.

Spre deosebire de circuitul bistabil, schema circuitului monostabil nu mai este simetrică. Tranzistorul T_1 este conectat în acelaşi mod ca şi la schema precedentă, în schimb baza tranzistorului T_2 este alimentată de la sursa generală prin rezistorul R_3 şi cuplată cu colectorul lui T_1 prin condensatorul C_1.

În mod obişnuit, tranzistorul T_1 este blocat, iar T_2 se găseşte în regim de saturaţie. Aceasta este starea stabilă a circuitului, care se menţine oricît, ca şi la circuitul bistabil descris anterior.

Dacă se aplică un impuls de comandă pozitiv la intrarea *A*, curentul de colector al lui T_2 se micşorează şi potenţialul colectorului său scade. Acest lucru face să se micşoreze şi potenţialul bazei tranzistorului T_1, care începe să conducă. Ca şi la schema precedentă, acest proces se desfăşoară în

avalanşă, alungîndu-se la conducţia completă (saturaţia) a tranzistorului T_1 şi la blocarea lui T_2.

O dată cu bascularea produsă, condensatorul C_1 — care iniţial era încărcat la o tensiune apropiată de cea a sursei de alimentare — începe să se descarce prin rezistorul R_3. După cum se ştie, condensatorul nu se poate descărca instantaneu, ci într-un interval de timp care depinde de capacitatea lui şi de rezistenţa circuitului pe care se descarcă. Pe măsura descărcării lui C_1, potenţialul bazei lui T_2 scade; în momentul în care acest potenţial devine egal cu zero, tranzistorul T_2 începe să conducă şi se produce o nouă basculare, circuitul revenind la starea iniţială.

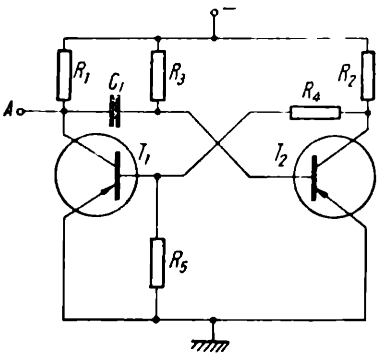


Fig. 10.9. Circuit basculant monostabil.

Prin alegerea corespunzătoare a produsului $R_3 \cdot C_1$, durata stării de blocare a lui T_2 poate fi stabilită după dorinţă, de obicei între cîteva microsecunde şi cîteva secunde.

Ca şi schema precedentă, borna inferioară a rezistorulu R_5 poate fi legată la un potenţial pozitiv, sau se poate folosi o polarizare automată prin conectarea unui rezistor între emitoare şi masă.

10.4.3. CIRCUIT BASCULANT ASTABIL (MULTIVIBRATOR)

În fig. 10.10 este reprezentată schema unui circuit basculant astabil (multivibrator) folosind două tranzistoare *pnp*. După cum se vede, aici ambele tranzistoare sînt conectate similar lui T_2 din schema precedentă. Schema poate fi privită ca un amplificator cu două etaje, cu cuplaj *RC* şi cu reacţie pozitivă puternică tot printr-un circuit *RC*. Este deci de aştetat ca ea să se comporte ca un oscilator.

Să presupunem că ne aflăm în cursul unei basculări a schemei, cînd curentul de colector al tranzistorului T_1 creşte

şi potenţialul pe colectorul acestui tranzistor creşte şi el. Această variaţie de potenţial se transmite prin condensatorul C_1 pe baza lui T_2 şi determină astfel o micşorare a curentului colector al acestuia. Ca urmare, potenţialul colectorului lui T_2 scade şi această scădere se transmite prin condensatorul C_2 pe baza lui T_1 determinînd o creştere suplimentară a curentului de colector din acest tranzistor. Procesul continuă în acest fel foarte rapid, pînă la deschiderea completă a lui T_1 şi la blocarea completă a lui T_2. O dată cu această basculare, condensatorul C_1 începe să se descarce prin rezistorul R_3, ceea ce face ca potenţialul pe baza lui T_2 să scadă. În momentul în care acest potenţial devine zero, tranzistorul T_2 începe să conducă şi potenţialul colectorului său începe să crească.

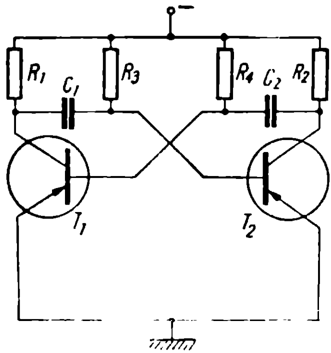


Fig. 10.10. Circuit basculant astabil (multivibrator).

Această variaţie de potenţial se transmite prin condensatorul C_2 pe baza lui T_1 şi determină o mişcare a curentului său de colector. Ca urmare, potenţialul colectorului lui T_1 scade; această variaţie de potenţial se transmite prin condensatorul C_1 pe baza lui T_1 determinînd o nouă creştere a curentului de colector prin acest tranzistor. Se produce astfel bascularea în sens invers, tranzistorul T_2 deschizîndu-se şi T_1 blocîndu-se. De această dată începe descărcarea condensatorului C_2 prin rezistorul R_4 pînă la deschiderea tranzistorului T_1 şi fenomenele se repetă periodic.

Intervalele de timp în care tranzistoarele T_1 şi T_2 sînt deschise depind de constantele de timp ale circuitelor de descărcare ale celor două condensatoare, adică de R_3 şi de R_4C_2. Tensiunea la colectorul fiecărui tranzistor are formă dreptunghiulară; duratele impulsurilor pozitive şi negative generate pot fi egale sau inegale, după cum constantele de timp menţionate mai sus sînt egale, respectiv inegale.

BIBLIOGRAFIE

1. *Bodea, M.* **Piese şi construcţii radio. Tuburi electronice.** Editura tehnică, 1969.
2. *Vasiliu, E.* **Piese şi construcţii radio. Semiconductoarele şi utilizările lor.** Editura tehnică, 1969.
3. *Millea, A.* **Electrotehnica pentru radiotehnicieni.** Editura tehnică, 1967
4. *Millea, A., Popovici, Al.* **Iniţiere în electronică.** Editura tehnică, 1964
5. *Nicolau, E., Beliş, M.* **Măsurări electronice generale.** Editura tehnică, 1964.
6. *Apostol, P.* **Piese şi construcţii radio. Rezistoare, condensatoare. bobine.** Editura tehnică, 1969.
7. *Stere, R.* ş.a. **Dispozitive semiconductoare.** Bucureşti, Editura tehnică, 1964.
8. *Goga, Gh.* ş.a. **Tuburi electronice şi dispozitive semiconductoare** Bucureşti, Editura tehnică, 1964.
9. *Constantinescu, S.* **Radiotehnica teoretică şi practică.** Bucureşti, Editura tehnică, vol. I 1960, vol. II 1961.
10. *Săvescu, M.* ş.a. **Circuite electronice.** Bucureşti, Editura tehnică vol. I 1967, vol. II 1969.

Sub tipar:

D. Ciulin şi E. Evanovici

REPARAREA RADIORECEPTOARELOR

ÎNDREPTAR

Lucrarea, presupunînd cunoştinţe asupra funcţionării radioreceptoarelor, prezintă metodele optime de reparare, atît în ipoteza în care reparatorul posedă aparatură specifică de măsurat şi control, cît şi în cazul în care el dispune doar de un instrument universal de măsurat. Tratează, de asemenea, modul în care modificarea performanţelor etajelor sau pieselor componente influenţează performanţele globale ale radioreceptorului, metodele de verificare şi reparare a pieselor, metodele de măsurare a performanţelor şi metodele de reglaj şi aliniere a diverselor circuite ale radioreceptorului.

Lucrarea conţine şi alte date necesare reparatorului radio: codul culorilor pentru rezistenţe şi condensatoare, tabel de echivalenţă pentru tranzistoare etc.

Este formată din două volume care apar simultan.

În pregătire:

Colecția „Radio și televiziune"

Ciclul Piese și construcții radio

M. Bodea

TUBURI ELECTRONICE

Lucrarea descrie la un nivel accesibil radioamatorilor cu cunoștințe elementare de fizică principiile de funcționare și principalele utilizări ale tuburilor electronice.

Cuprins: Noțiuni de bază asupra tuburilor electronice; Dioda cu vid; Trioda cu vid; Tuburi cu mai multe grile; Tuburi cu gaz; Tuburi fotoelectronice.

*

Seria de inițiere

E. Vasiliu

INIȚIERE ÎN DISPOZITIVELE SEMICONDUCTOARE

Lucrarea tratează dispozitivele semiconductoare clasice și moderne, într-o formă clară, cu multe ilustrații, accesibilă unor cercuri largi de cititori cu diverse profesiuni și calificări, care se inițiază în acest domeniu. Poate fi utilă tehnicienilor și inginerilor electroniști, utilizatori de dispozitive semiconductoare, în deosebi datorită prezentării dispozitivelor semiconductoare noi (Diode Gunn, tranzistoare MOS etc.).

În librării:

R. Popescu. **Frecvențmetre electronice.** 151 pag. 6 lei.

Th. Cojocaru. **Lipituri în aparatura electronică.** 92 pag., 2,75 lei.

P. Apostol. **Difuzoare.** 112 pag., 3,25 lei.

Gh. Ardelean. **Radiolocația și aplicațiile ei.** 200 pag., 5 lei.

Th. Bădărău. **Radioreceptoare de buzunar.** 115 pag., 6 lei.

B. Bărbat. **Transformatoare de joasă frecvență.** 160 pag., 5 lei.

F. Bodea. **Potențiometre.** 111 pag., 3,50 lei.

M. Chicoș. **Imprimări în aparatura electronică.** 108 pag., 3 lei.

D. Ciulin și A. Millea. **Sfaturi pentru posesorii de radioreceptoare.** 160 pag., 3 lei.

Gh. Constantinescu. **Radiotelefoane pe unde ultrascurte.** 168 pag., 5 lei.

S. M. Fleișer. **Noutăți în tehnica radioreceptoarelor cu tuburi electronice.** 171 pag., 2 lei.

A. Săvescu și C. Ionescu. **Catalog de tuburi electronice.** 668 pag., 60 lei.

Ia. M. Sorin. **Siguranța în funcționare a aparaturii radio electronice.** 71 pag., 4 lei.

V. Vătășescu și Ș. Epure. **Catalog de dispozitive semiconductoare.** 344 pag., 26 lei.

V. Vătășescu și Ș. Epure. **Catalog de dispozitive semiconductoare** (Supliment 1963). 180 pag., 22 lei.

Gh. Zamfir și T. Pleșoianu. **Perturbații radio și înlăturarea lor.** 190 pag., 5 lei.

Bun de tipar: 12.11.1969.
Coli de tipar: 15.

Întreprinderea poligrafică Sibiu, str. N. Bălcescu Nr. 17

Lei 6,75